

elektor

N.º 14/15

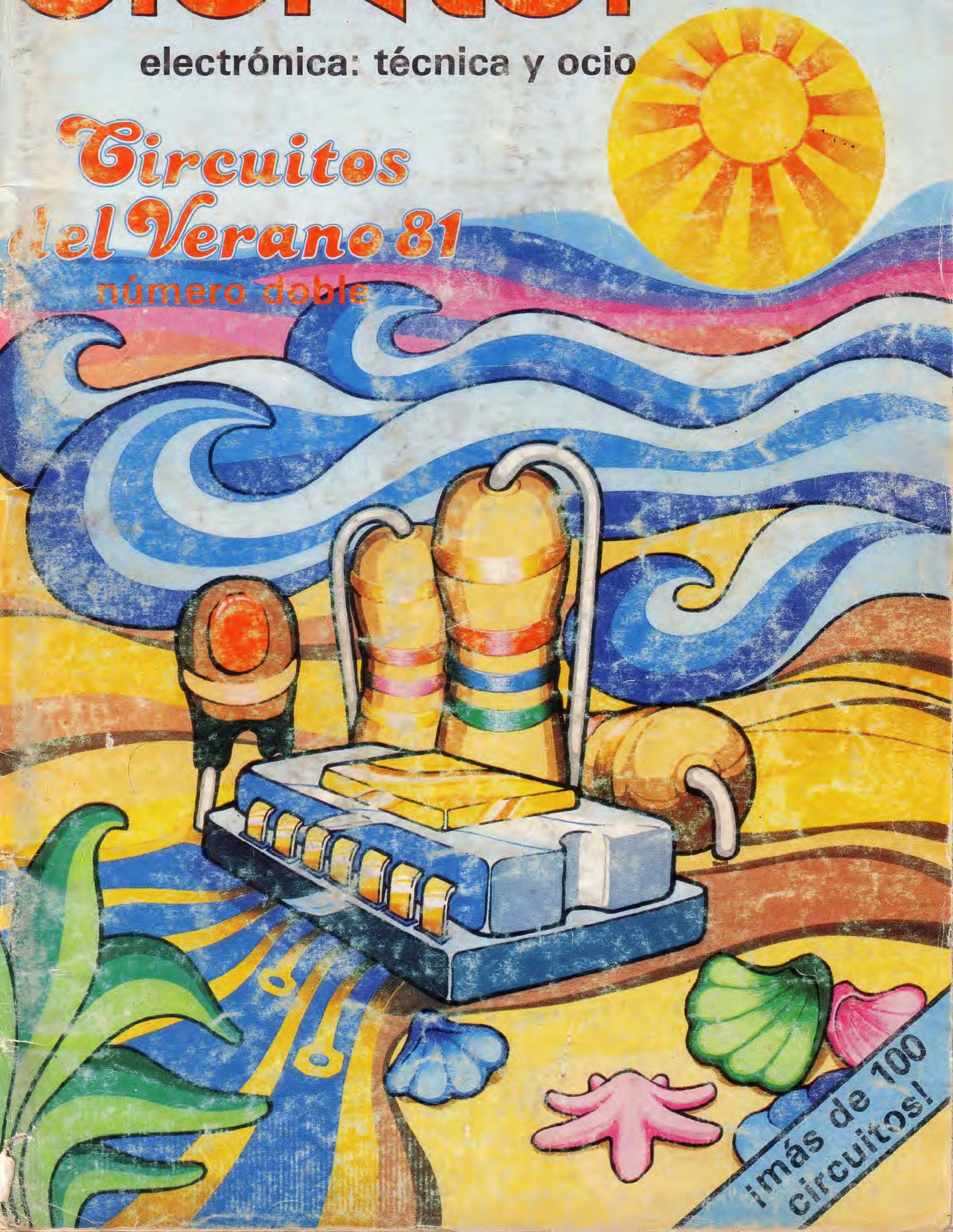
julio/agosto 1981

350 ptas.

electrónica: técnica y ocio

Circuitos del Verano 81

número doble



sumario

Summar

Summa

Summ

SU

7-01 Circuitos del verano 81

- 1 Sencillo comprobador de amplificadores operacionales.

2 Regulador de tensión de 2 A.

3 Detector de OVNIs.

4 Microamplificador.

5 FSK sincrónico.

6 Fuente de alimentación estabilizada de 10 ... 350 voltios.

7 Comprobador de memorias RAM.

8 Medidor de inductancias y capacitancias.

9 Juego de luces en movimiento programable.

10 Cerradura por combinación óptica.

11 Biofeed-back cutáneo.

12 Transmisor de prueba para alineamiento de receptores.

13 Fuente de alimentación variable de 0-50V/0-2A.

14 Comprobador de 555.

15 Anti-robo «astuto» mejorado.

16 Monitor digital del ritmo cardíaco.

17 Constrúyase una palanca de mando para los juegos TV.

18 Indicador de fallos para las luces del automóvil

19 Fotómetro económico.

20 Tragaperras electrónico.

21 Fasímetro.

22 Detector de flancos EXOR.

23 Decodificador para visualizador hexadecimal.

24 Detector de caída de tensión.

25 Base de tiempos económica para reloj.

26 Teclado hexadecimal.

27 Fuente de alimentación conmutada para microprocesadores.

28 El juego de los ladrillos.

29 Tremolo de alta calidad.

30 Teléfono privado.

31 Monitor de energía.

32 Termómetro electrónico lineal.

33 Filtro paso-bajo.

34 Transmisor de temperatura.

35 Ohmímetro acústico.

36 Cargador inteligente de nicads.

37 Cascado híbrido.

38 Interface de «legato» para el Formant.

39 Estabilizador para coche.
- 40 Demodulador FSK PLL.

41 Divisor impar.

42 Optoacoplador de alta frecuencia.

43 Convertidor de -12V a +5V.

44 Detector de nivel con VFET.

45 Anti-robo con interruptor sensorial.

46 Barómetro de estado sólido.

47 Mini-generador de phasing.

48 Comprobador de diodos zener.

49 Timbre personalizado.

50 Fusible para altavoces.

51 Amplificador de ganancia controlada por tensión.

52 Detector de fluidos.

53 Convertidor CC/CA.

54 Amplificador de potencia con V-FETs.

55 Trasmisor de infrarrojos.

56 Receptor de infrarrojos.

57 Sencilla fuente de alimentación simétrica.

58 Interface RS232.

59 Combate de misiles.

60 Interruptor secreto.

61 Frecuencímetro de audio.

62 Sensor de proximidad para escapes.

63 Filtro de estado variable.

64 Generador digital senoidal.

65 Muestreador bloqueador para sintetizadores.

66 Cargador de baterías PWM.

67 CAF para sincronizador a varicap.

68 Pre-amplificador estéreo para cápsulas dinámicas.

69 Diviértase con una RAM.

70 Puerta lógica programable.

71 Tacómetro de estado sólido.

72 Encendido automático para las luces del jardín.

73 Cargador para baterías de níquel-cadmio.

74 Indicador de línea para interface RS232.

75 Voltímetro analógico sencillo.

76 Señalización automática para ciclistas.

77 Oscilador de ciclo de trabajo variable.

78 Comprobador lógico universal.

79 Luces de emergencia.

80 Control de volumen por pasos.

81 Protección de polaridad para CC.
- 82 Diente de sierra sincrónico a partir de la red.

83 La respuesta insólita.

84 Señalización de seguridad para ciclistas.

85 Super alarma universal.

86 Fusible electrónico.

87 Generador de armónicos controlado por tensión.

88 Lente de aumento electrónica.

89 Generador de pulsos de anchura variable.

90 Indicador de llegada del correo.

91 Convertidor RMS/CC.

92 Limitador dinámico de ruido.

93 Supervisualizador multifunción con diodos LED.

94 Sistema de anti-interferencia para telecomandos.

95 Programador de PROM.

96 Insólito aprovechamiento de la electricidad natural.

97 Convertidor de onda cuadrada/triangular.

98 Protector contra sobre tensiones.

99 Señal electrónica para libros.

100 VCO de precisión.

101 Disparador SCHMITT de umbral ajustable.

102 Interruptor automático de escala.

103 Fuente de energía gratuita.

104 Comprobador de continuidad.

105 Pre-amplificador para cápsulas de bobina móvil.

106 Oscilador senoidal variable de precisión.

107 Exposímetro para ampliadora.

108 Generador de efectos sonoros para guitarra.
- 7-93 Patillajes de transistores de señal.

7-94 Patillajes de transistores de potencia.

7-95 Patillajes de circuitos integrados TTL.

7-98 Patillajes de circuitos integrados CMOS.

7-101 Patillajes de circuitos integrados LINEALES.

7-102 Mercado.

Redacción, Administración y Suscripciones:

Edita:

Presidente:

Director:

Redactor jefe de la edición internacional:

Cuerpo de redacción:

Colaboradores:

Publicidad

Impresión:

Contabilidad:

Suscripciones:

Villanueva, 19, 1.º

Teléf. 276 08 23. Madrid-1

Ingelek, S.A.

Ernesto Medina Muñoz

Antonio M. Ferrer Abelló

Paul Holmes

Redactores técnicos:

J. Barendrecht, G. H. K. Dam,

E. Krempelsauer,

A. Nachtmann, G. Nachbar,

K. S. M. Walraven

J. Ignacio Alegría,

Guillermo Jiménez,

Domingo Bernal, Miguel Maroto

Jefe de publicidad, Jorge Oviedo

Villanueva, 19. Teléf. 435 94 15. Madrid-1

Fernando Yunta.

Recoletos, 1. Teléf. 276 12 07. Madrid-1

José Suárez

Villarroel, 191. Teléf. 239 18 58. Barcelona-36

Gráficas ELICA. Boyer, 5.

Madrid-32

María Antonia Buitrago

Inmaculada de la Torre

	1980 (6 núms.)	1981 (11 núms.)
España	1.120 Ptas.	1.800 Ptas.
Extranjero (correo de superficie)	1.620	2.600
Extranjero (correo aéreo)	2.120	3.300
Precio ejemplar sencillo	160	175
Precio ejemplar doble	320	350
Ejemplares atrasados	Precio de portada	

En 1981 la revista Elektor tendrá carácter mensual, publicándose 10 números sencillos y uno doble correspondiente a julio/agosto.

Depósito legal: GU. 3-1980

DERECHOS DE REPRODUCCION

Elektuur B. V. 6190 AB Beek (L), Holanda.

Elektor Verlag GmbH, 5.133. Gangelt. R. F. de Alemania.

Elektor Publishers Ltd. Canterbury CT1 1PE, Kent, Inglaterra.

Elektor Sarl BP 53; 59270 Bailleul, Francia.

Elektor, Via dei Lavoratori, 125. 20092 Cinisello B, Italia.

DERECHOS DE AUTOR

La protección de los derechos de autor se extiende no sólo al contenido redaccional de Elektor, sino también a las ilustraciones y a los circuitos impresos, incluido su diseño, que en ella se reproducen.

Los circuitos y esquemas publicados en Elektor, sólo pueden ser realizados para usos privados o científicos, pero no comerciales.

La utilización de los esquemas no supone ninguna responsabilidad por parte de la sociedad editora.

La sociedad editora no devolverá los artículos que no haya solicitado o aceptado para su publicación.

Si la sociedad editora acepta la publicación de un artículo que le ha sido enviado, tendrá el derecho de modificarlo o hacerlo modificar por su cuenta. La sociedad tiene también el derecho de traducir o de hacer traducir un artículo y de utilizarlo para sus otras ediciones y actividades, pagando por ello según la tarifa que tenga en uso.

Algunos artículos, dispositivos, componentes, etcétera, descritos en esta revista pueden estar patentados. La sociedad editora no acepta ninguna responsabilidad por no mencionar esta protección o cualquier otra.

CORRESPONDENCIA

Para facilitar la labor de administración deberá mencionarse en la esquina superior izquierda del sobre la sigla que corresponda:

CT	Consulta técnica	S	Suscripciones
DR	Director	RA	Revistas atrasadas
CD	Cambio de dirección	ESS	Servicio de Software
EPS	Circuitos impresos	P	Publicidad
SC	Servicio comercial	SLE	Servicio Libros de Elektor

Todas las cartas dirigidas a consulta técnica deberán incluir un sobre de respuesta, franqueado y con el nombre y dirección del consultante. En caso contrario no se atenderá la consulta.

Copyright © 1981. Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, Nederland).

Prohibida la reproducción total o parcial, aún citando su procedencia, de los dibujos, fotografías, proyectos y los circuitos impresos, publicados en Elektor.

claves

¿Qué es un TUN?
¿Qué es un 10 n?
¿Qué es el EPS?
¿Qué es el servicio CT?
¿Qué es el duende de Elektor?

Tipos de semiconductores

A menudo, existen un gran número de transistores y diodos con denominaciones diferentes, pero con características similares. Debido a ello, Elektor utiliza, para designarlos, una denominación abreviada.

• Cuando se indica **741** se entiende que se hace referencia a: μ A 741, LM 741, MC 641, MIC 741, RM 741, SN 7241, etcétera.

• TUP o TUN (Transistor universal de tipo PNP o NPN, respectivamente) representa a todo transistor de silicio, de baja frecuencia, con las siguientes características:

U_{CEO} , máx.	20 V
I_C , máx.	100 mA
h_{FE} , mín.	100
P_{tot} , máx.	100 mW
f_T , mín.	100 MHz

Algunos de los tipos TUN son: las familias BC107, BC108 y BC109; 2N3856A; 2N3859; 2N3860; 2N3904; 2N3947; 2N4124.

Algunos de los tipos TUP son: las familias BC177 y BC178 y el BC179; 2N2412; 2N3251; 2N3906; 2N4126; 2N4291.

• DUS y DUG (Diodo Universal de Silicio o de Germanio, respectivamente), representa a todo diodo de las siguientes características.

	DUS	DUG
U_R máx.	25 V	20 V
I_F máx.	100 mA	35 mA
I_R máx.	1 A	100 A
P_{tot} máx.	250 mW	250 mW
C_D máx.	5 pF	10 pF

Pertenecen al tipo DUS los siguientes: BA127, BA217, BA128, BA221, BA222, BA317, BA318, BAX13, BAY61, IN914, IN4148.

Y pertenecen al tipo DUG: OA85, OA91, OA95, AA116.

• Los tipos BC107B, BC237B, BC547B corresponde a versiones de mayor calidad dentro de una misma «familia». En general, pueden ser sustituidos por cualquier otro miembro de la misma familia.

Familias BC107 (-8, -9)

BC107 (-8, -9), BC147 (-8, -9), BC207 (-8, -9), BC237 (-8, -9), BC317 (-8, -9), BC347 (-8, -9), BC547 (-8, -9), BC171 (-2, -3), BC182 (-3, -4), BC282 (-3, -4), BC437 (-8, -9), BC414

Familias BC177 (-8, -9)

BC177 (-8, -9), BC157 (-8, -9), BC204 (-5, -6), BC307 (-8, -9), BC320 (-1, -2), BC350 (-1, -2), BC557 (-8, -9), BC251 (-2, -3), BC212 (-3, -4), BC512 (-3, -4), BC261 (-2, -3), BC416

Valores de resistencias y condensadores

En los valores de las resistencias y de los condensadores se emplean los prefijos, siempre que ello sea necesario, para sustituirlos por una de las siguientes abreviaturas:

p (pico)	$= 10^{-12}$
n (nano-)	$= 10^{-9}$
μ (micro-)	$= 10^{-6}$
m (mili-)	$= 10^{-3}$
k (kilo-)	$= 10^3$
M (mega-)	$= 10^6$
G (giga-)	$= 10^9$

Ejemplos:

— Valores de resistencia:

2k7 = 2700

470 = 470

Salvo indicación en contra, las resistencias empleadas en los esquemas son de carbón 1/4 W y 5% de tolerancia máxima.

— Valores de capacidades:

4p7 = 4.7 pF = 0.0000000047 F

10 = 0.01 μ F = 10^{-2} F

El valor de la tensión de los condensadores no electrolíticos se supone, por lo menos, de 60V; como norma de seguridad conviene que ese valor sea siempre igual o superior a doce veces la tensión de alimentación.

Puntos de medida

Salvo indicación en contra, las tensiones indicadas deben medirse con un voltímetro de al menos 20 k Ω /V de resistencia interna.

Tensiones de corriente alterna

Siempre se considera para los diseños, tensión senoidal de 50 o 60 Hz.

"U" en vez de "V"

Se emplea el símbolo internacional "U" para indicar tensión en lugar del símbolo ambiguo "V", que se reserva para indicar voltios.

Ejemplo: se emplea $U_g = 10$ V, en vez de $V_g = 10$ V.

Servicios ELEKTOR para los lectores

Circuitos impresos:

La mayoría de las realizaciones Elektor van acompañadas de un modelo de circuito impreso. Muchos de ellos se pueden suministrar tallados y preparados para el montaje.

Cada mes Elektor publica la lista de los circuitos impresos disponibles, bajo la denominación EPS (Elektor Print Service).

Consultas técnicas:

Cualquier lector puede consultar a la revista cuestiones relacionadas con los circuitos publicados. Las cartas que contengan consultas técnicas deben llevar en el sobre las siglas CT e incluir un sobre para la respuesta, franqueado y con la dirección del consultante.

IMPORTANTE: No se atenderán aquellas consultas que impliquen una modificación importante o un nuevo diseño.

El duende de Elektor:

Toda modificación importante, corrección, mejora, etc., de las realizaciones de Elektor se incluirá en este apartado.

Cambio de dirección:

Debe advertirse con 6 semanas de antelación.

Tarifa publicitaria (nacional o internacional)

Puede obtenerse mediante petición a la dirección de la revista.

Circuitos del Verano 81

Esta es una de las tradiciones más populares y queridas de Elektor.

Una vez al año hechamos el resto con el fin de ofrecer a nuestros lectores más de cien nuevos interesantes y originales circuitos. Cada año queremos que el resultado sea mejor que el anterior, reduciendo el número de notas de aplicación que utilizan nuevos componentes (difíciles de obtener) y aumentando el número de circuitos y temas prácticos.

Lo ideal es que cada circuito sea comprobado totalmente en nuestros laboratorios antes de ser publicado. En la práctica esto es cierto para todos nuestros diseños y para todos los circuitos incluidos dentro del servicio EPS (circuitos impresos). Los restantes son estudiados cuidadosamente y les aplicamos nuestra regla de oro: «En caso de duda no se publica».

Normalmente los circuitos de este número los obtenemos por diversos caminos: diseños pensados especialmente para esta ocasión, que presentamos de la forma más condensada posible (si diéramos su descripción con todo detalle el resultado sería un grueso libro), varias notas de aplicación de diversos fabricantes, algunos circuitos remitidos por nuestros lectores y en algunos casos se trata de partes o mejoras de otros diseños de Elektor. Finalmente adelantarles que los próximos números de Elektor tratarán temas especialmente interesantes:

High-com, (una exclusiva mundial de Elektor), vocoders, analizador lógico, computador de ajedrez, interface del Junior Computer, etc. Por supuesto con sus placas de circuito impreso.

Feliz verano y feliz lectura.



elektor
N.º 1475
julio agosto 1981
350 ptas

electrónica: técnica y ocio

Circuitos del Verano 81
número doble

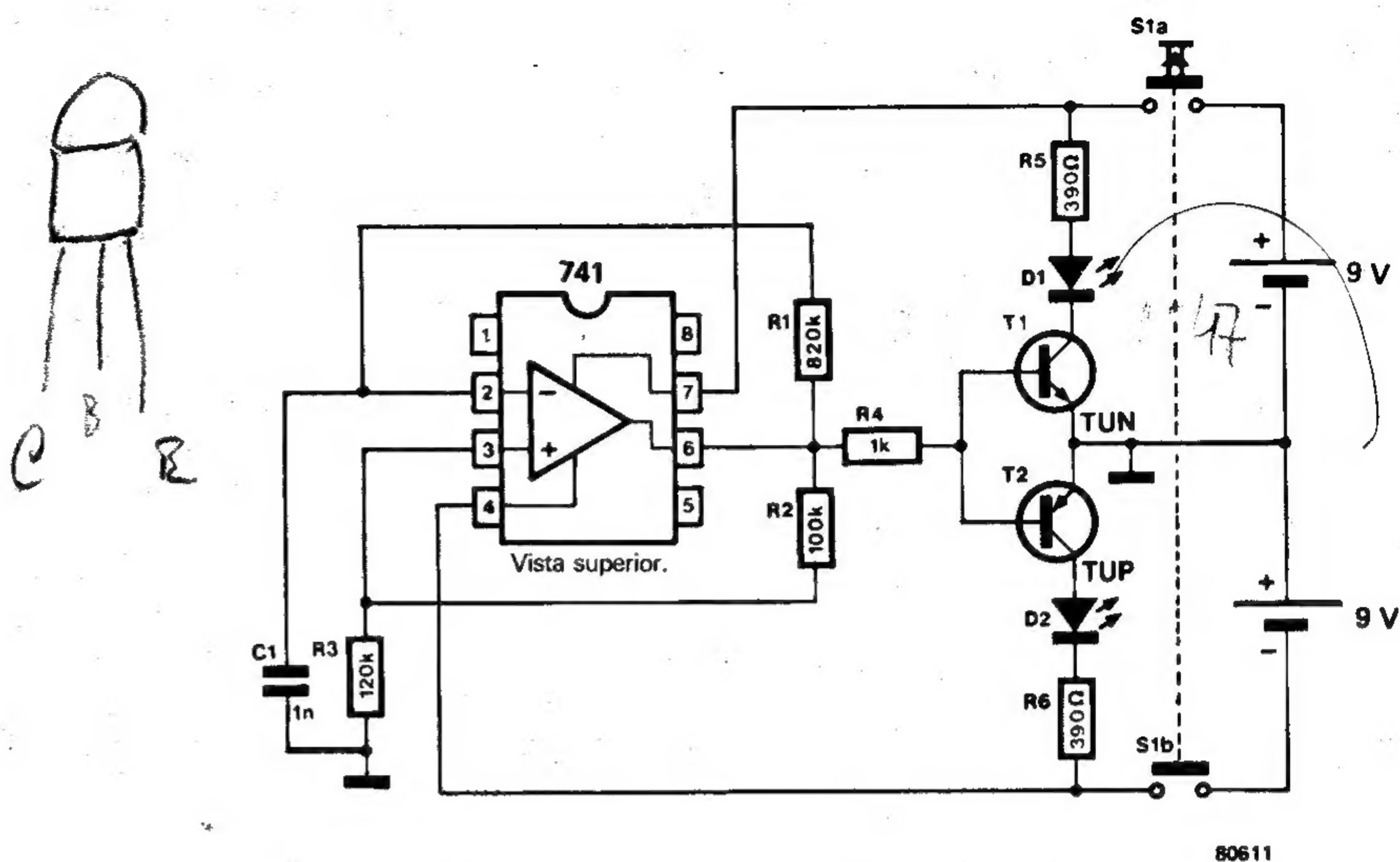
más de 100 circuitos!

1 sencillo comprobador de amplificadores operacionales

Este circuito, junto con el comprobador de 555 que se describe en este mismo número, podrá ser montado en la misma caja, para formar una compacta unidad de laboratorio. El amplificador operacional en comprobación se conecta a un simple circuito oscilador de onda cuadrada.

Cuando se cierra el pulsador S1, la entrada no inversora del amplificador operacional queda a un nivel de referencia obtenido de la salida del operacional a través del divisor de tensión R2/R3. La corriente que circula por la resistencia R1, carga al condensador C1 hasta que ésta alcanza la tensión de referencia. Debido a que el amplificador operacional funciona como comparador, su salida cambiará de estado produciendo una tensión de referencia de polaridad opuesta. En esta situación la corriente que fluye por C1 será de sentido inverso, hasta alcanzarse la nueva tensión de referencia, en cuyo momento comienza un nuevo ciclo.

Cuando la salida del operacional se hace alta, el transistor T1 entra en conducción y enciende el LED D1. Contrariamente cuan-



do la salida del operacional es baja, conduce T2 y se enciende por tanto el LED D2. Se han incluido estos transistores en el circuito para facilitar la comprobación de otros amplificadores operacionales con la misma

disposición de patillas que el 741, pero con menor corriente de salida.

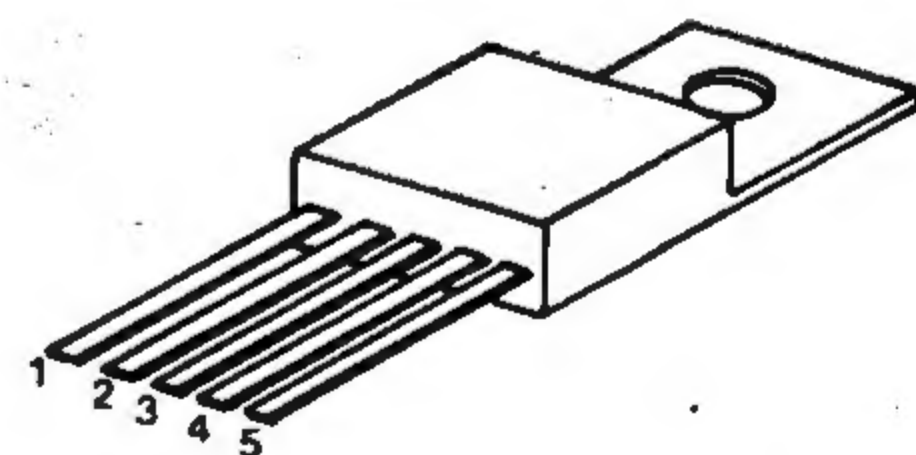
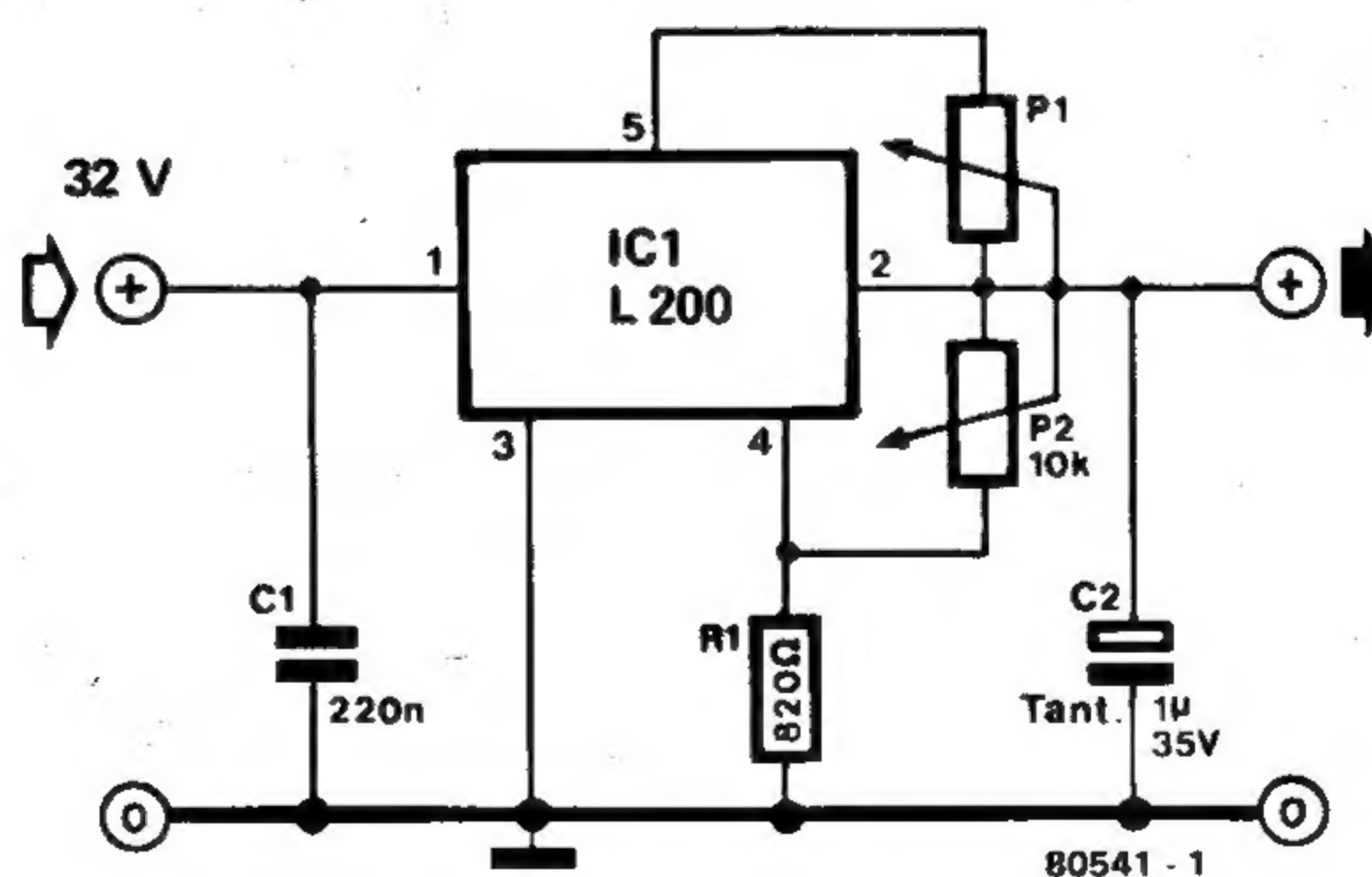
El circuito requiere una fuente de alimentación doble simétrica que, por ejemplo, puede estar constituida por dos pilas de 9V. ■

2 regulador de tensión de 2 amperios

En números anteriores, ELEKTOR ha publicado diversos tipos de fuentes de alimentación a base de reguladores integrados. Esto nos hace recordar inmediatamente la popular serie de reguladores integrados 78XX. Entonces ¿por qué insistir sobre este tema? El motivo es obvio, el circuito que se describe en este artículo proporciona una corriente de 2A, mientras que sus homólogos, como máximo alcanzan 1 amperio, aún más, como es sabido algunos de estos integrados incorporan limitadores de corriente, pero ninguno de ellos es de tipo variable.

Por otra parte en las páginas de ELEKTOR nunca se había hablado de este interesante circuito, por tanto ¡qué mejor ocasión para hacerlo!

Fabricado por SGS-ATES, el L200 viene encapsulado en formato de 5 patillas, como muestra la figura. Proporciona una regulación de tensión entre 3 y 25V a una corriente máxima de 2A (convenientemente refrigerado). Este circuito integrado incluye una protección térmica que prácticamente lo hace indestructible. En el circuito de la figura, los dos potenciómetros P1 y P2, controlan el límite de corriente y la tensión de salida, respectivamente. Los condensado-



res C1 y C2 tienen la misión de eliminar el ruido residual de rizado. La tensión de salida se calculará mediante la siguiente fórmula: tensión de salida se calculará mediante la siguiente fórmula:

$$V_{sal.} = 2,85 \left(1 + \frac{P2}{R1} \right)$$

La corriente de salida máxima puede calcularse fácilmente mediante las fórmulas

$$I_{sal.} = \frac{0,45}{P1}$$

Esta última expresión nos indica que P1 deberá ser de muy bajo valor (0,22 ohmios para 2A de salida). En la mayoría de las aplicaciones será mucho más fácil sustituir P1 por una resistencia fija. La entrada máxima de tensión que soporta el integrado son 32V. Recuerde el lector que para obtener la máxima corriente de salida, es necesario dotar al integrado de un refrigerador adecuado. ■

3 | detector de OVNIS

Este sorprendente circuito, nos ha sido enviado por uno de nuestros más distantes suscriptores (sector Vega). El circuito nos ha sido presentado como «detector de OVNIS de tipo terrestre», y esperamos que obtenga gran aceptación entre aquellos lectores que se ven continuamente «asediados» por los OVNI (Objeto Volante No Identificado).

El funcionamiento del detector se basa en el hecho de que los OVNI (cualquiera que sea su tipo) provocan brutales variaciones del campo magnético terrestre (¡al menos esto es lo que nos ha dicho nuestro correspondiente, que por lo visto sabe bastante acerca de ellos!). Estas variaciones de intensidad magnética inducen una débil tensión en la bobina detectora L. Esta tensión se amplifica en IC1, y a continuación excita el bistable formado por N2 y N3, que enciende el visualizador formado por LEDs (UFO = OVNI). Se puede variar el brillo del visualizador modificando el valor de la resistencia R5, lo cual podría ser necesario en caso de que el transistor T2 tuviera una ganancia muy elevada.

En su versión original, el circuito empleaba como elemento detector un «Krokopaard» de radio, pero como este componente no es muy habitual en la tierra (ni siquiera en el SONIMAG), hemos decidido modificar el circuito para poder utilizarlo con una bobina. Esta bobina, formada por 5.000 vueltas de hilo de cobre esmaltado de 0,2 a 0,25 mm., tiene un diámetro de 23 cm. aproximadamente. Esto quiere decir que son necesarios más o menos 3,6 km. de cable para construir dicho sensor. Respecto a los ajustes finales del aparato nos resulta imposible dar unas instrucciones exactas, puesto que muy pocos de nuestros lectores podrán disponer de una bicicleta (o incluso un avión) que alcance 22.500 kilómetros a la hora. Sin embargo existe un método más simple. Nos serviremos de un imán para realizar el ajuste del circuito. Primeramente colocaremos el potenciómetro P1 a mitad de su recorrido, y ajustaremos P2 a las dos terceras partes de su valor máximo. En esta situación moveremos el imán por delante de la bobina captadora hasta que se enciendan los LEDs. La sensibilidad del circuito se re-

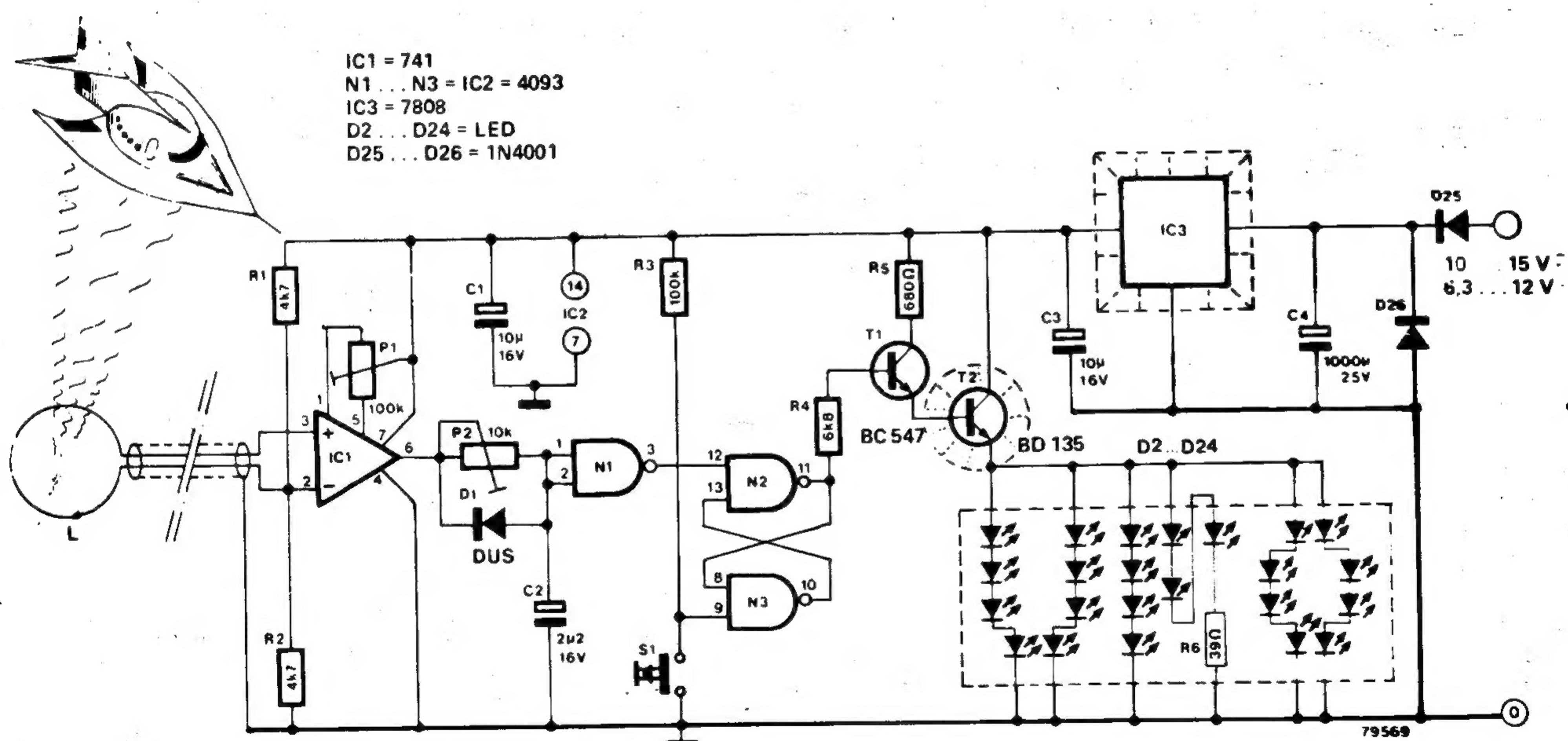
gulará a la mitad del recorrido de P1. Para que el circuito sea capaz de detectar incluso los OVNIS más pequeños, el potenciómetro de sensibilidad se mantendrá al máximo. El ajuste óptimo de P2 dependerá de la velocidad de los OVNIS a detectar, y por tanto habrá de hacerse experimentalmente (?).

De acuerdo con las indicaciones dadas por Mr. (?) Xantor si algún lector decide construir este circuito, le será muy fácil trazar la carta de rutas aéreas de los OVNIS que sobrevuelan su zona. Sólo hay un problema: puede que los compatriotas de Mr. Xantor se sientan observados muy de cerca, y como es lógico esto no les resulte agradable, por tanto es preciso ser discreto para no provocar un «encuentro en la tercera fase».

XANTOR

(VEGA IX*)

*Nota: representante terrestre, M. Muhr (Alemania)



4 | micro-amplificador

Este versátil circuito es la combinación de un amplificador miniatura y un altavoz. La utilidad del mismo es tan amplia que sobran todos los comentarios (megáfono de bolsillo, sirena de alarma, etc.). El circuito del micro-amplificador emplea únicamente un circuito integrado, un altavoz y 8 componentes pasivos. La placa de circuito

impreso sólo mide 25 cm², sin embargo, la potencia mínima de salida es de 200mW. Si esto no le parece suficiente, le diremos que este circuito posee un control de ganancia. Frecuentemente, los pequeños montajes requieren un amplificador externo de medidas acordes a la realización, es decir miniatura. Encontrar el circuito adecuado

puede presentar bastante dificultades, aunque con el micro-amplificador todos estos problemas se verán fácilmente solucionados. Como en otros casos, ELEKTOR suministrará la placa de circuito impreso, con lo cual todo lo que Vd. tiene que hacer es montar algunos componentes.

El circuito es tan sencillo que casi no preci-

sa explicaciones; se basa en el integrado LM386 (IC1). Este circuito se fabrica en diversas versiones y con diversas características, tal como se muestra en la tabla 1. Como puede verse las mayores diferencias se aprecian únicamente en dos parámetros: la tensión de alimentación y la potencia de salida.

La ganancia del amplificador viene determinada por los componentes conectados entre las patillas 1 y 8 de IC1. Con los valores dados en el circuito para R1 y C2 se obtiene una ganancia de aproximadamente

50. Si se eliminan estos componentes la ganancia disminuirá hasta un valor de 20; para obtener la máxima ganancia (que es de 200), R1 deberá sustituirse por un puente. Si se desea mantener las medidas del circuito en un margen reducido, el altavoz será el único factor que limite la potencia de salida. La placa de circuito impreso se ha diseñado de forma que, cortando el círculo marcado en línea de trazos, pueda montarse en la misma placa un altavoz cuyo imán sea del mismo diámetro. Por supuesto esto limita la elección del altavoz a los modelos

más pequeños y por tanto la potencia de salida no deberá superar los 200 mW. Sin embargo, no hay ningún motivo que impida conectar al circuito un altavoz de mayores dimensiones. En la tabla 1 se dan los circuitos integrados optativos, para el caso de conectar un altavoz de mayores dimensiones.

La tensión de alimentación del circuito posee unos márgenes bastante amplios, de 5 a 15V. Estamos seguros de que nuestros lectores encontrarán múltiples aplicaciones para este circuito en sus futuros proyectos.

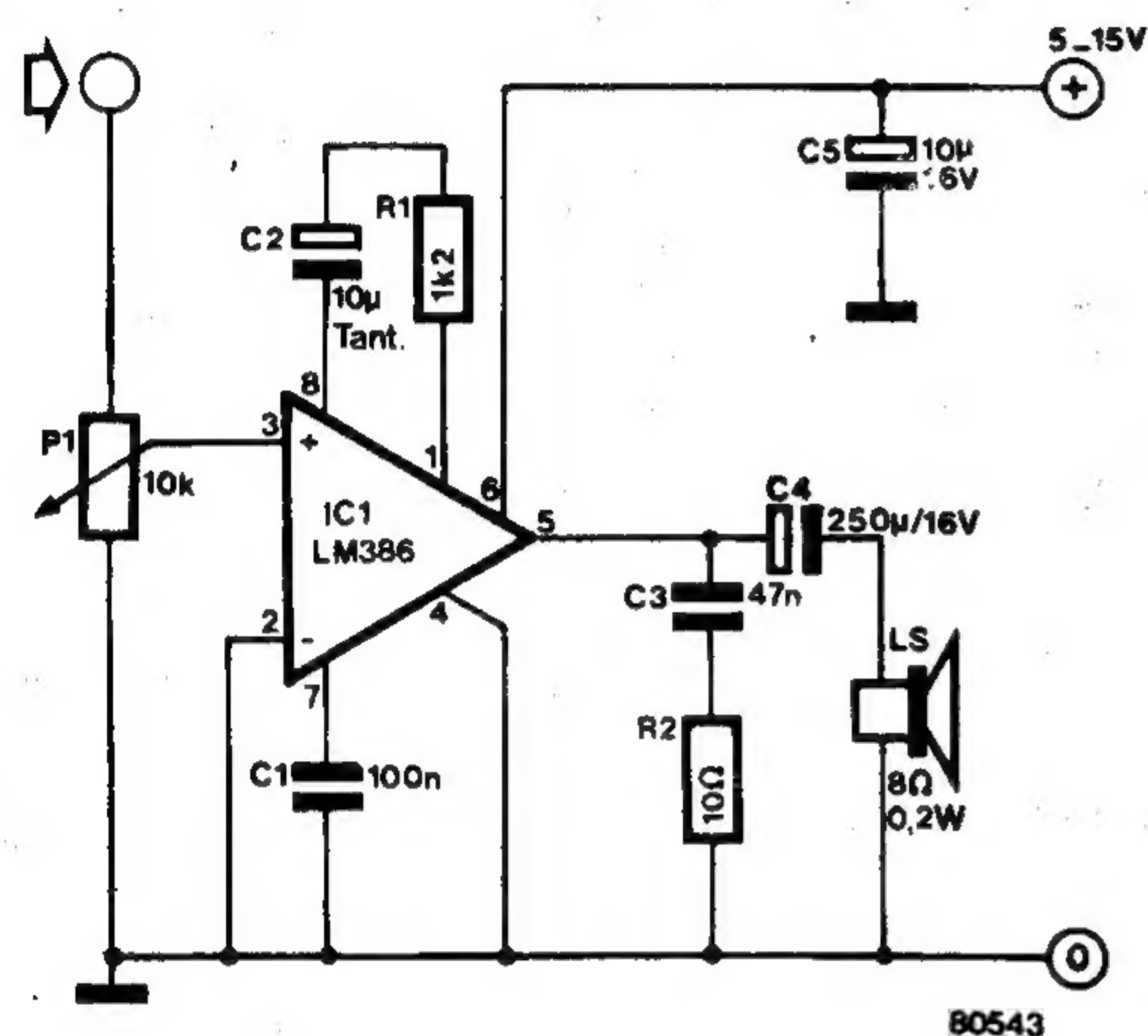
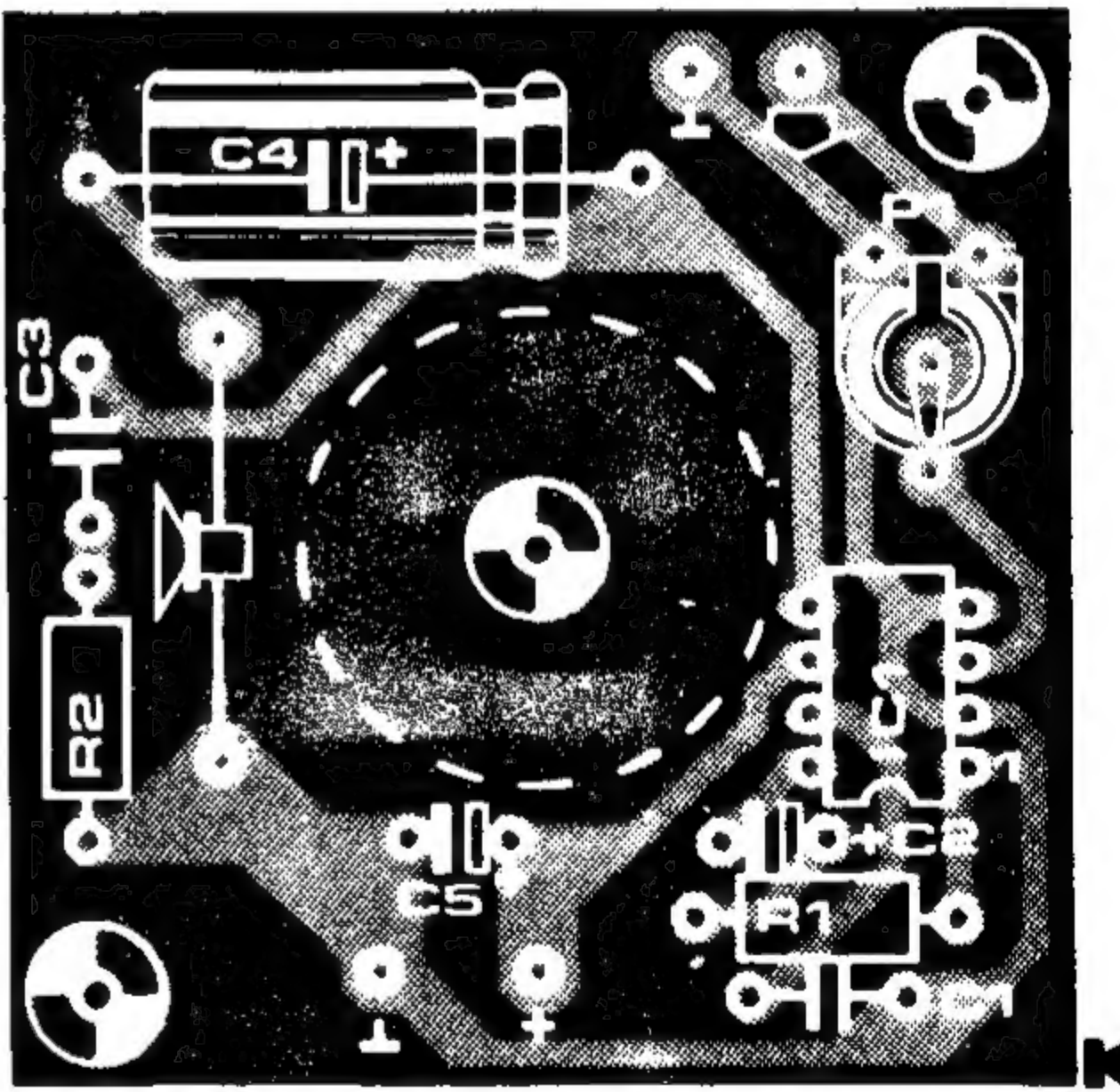
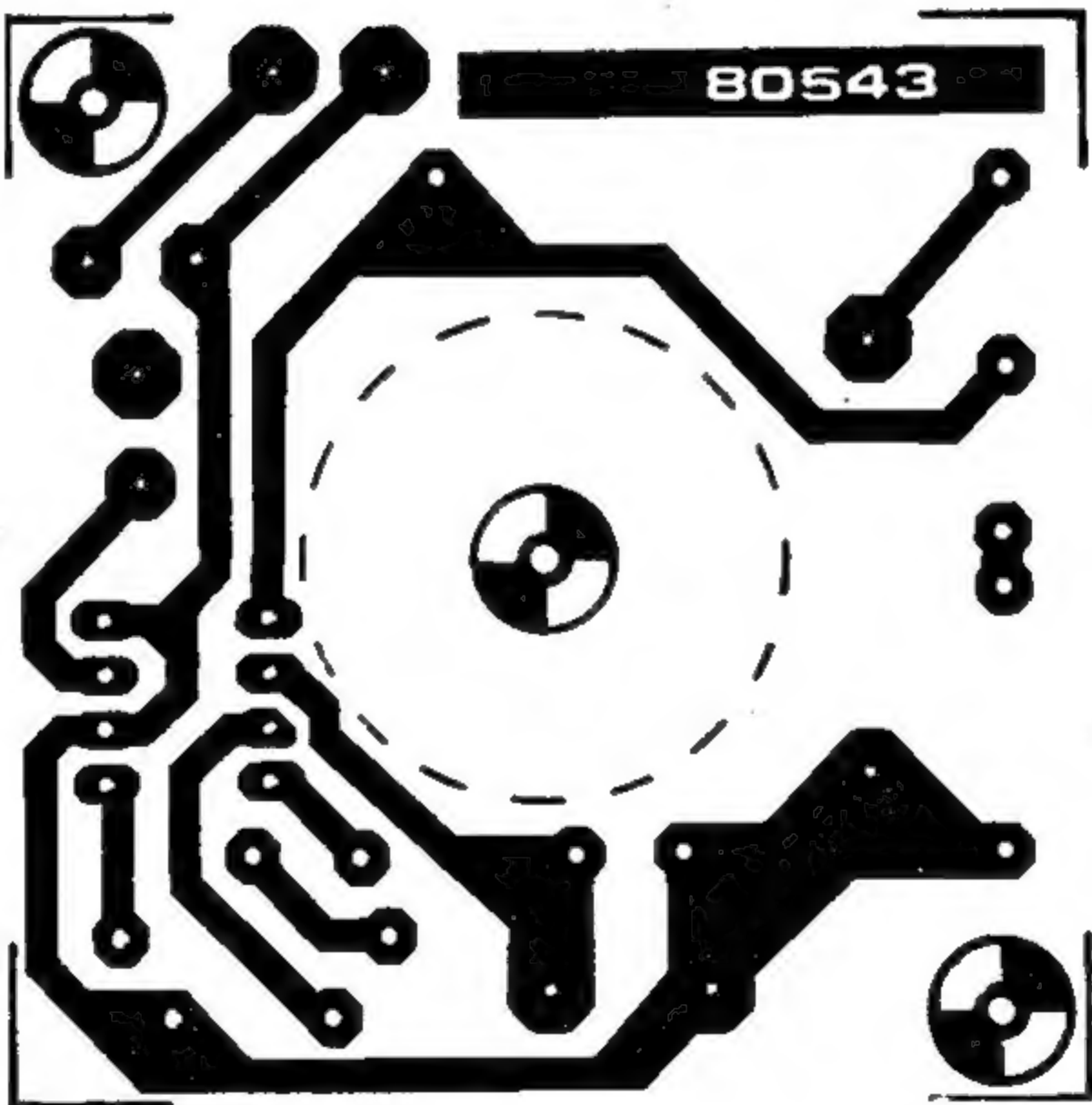


Tabla 1 Características técnicas del LM386

Tensión de alimentación		
LM 386N		4 ... 12 V
LM 386N-4		5 ... 18 V
Corriente de reposo ($U_B = 6 V$)		tip. 4 mA
Tensión máxima en la entrada		$\pm 0.4 V$
Impedancia de entrada		tip. 50 k
Potencia de salida (THD = 10%)		
LM 386N-1	$U_B = 6 V$	325 mW
LM 386N-2	$U_B = 7.5 V$	500 mW
LM 386N-3	$U_B = 9 V$	700 mW
LM 386N-4	$U_B = 16 V$	1 W
Máxima disipación (a 25° C)		
LM 386		660 mW
LM 386A		1.25 W

Lista de componentes

- R1 = 1k2 (ver texto)
- R2 = 10 Ω
- P1 = 10-k-potenciómetro ajustable
- C1 = 100 n
- C2,C5 = 10 µ/25 V Tantaló (ver texto)
- C3 = 47 n
- C4 = 220 µ/16 V
- LS = altavoz de 8 Ω/0,2...1W



5 FSK síncrono

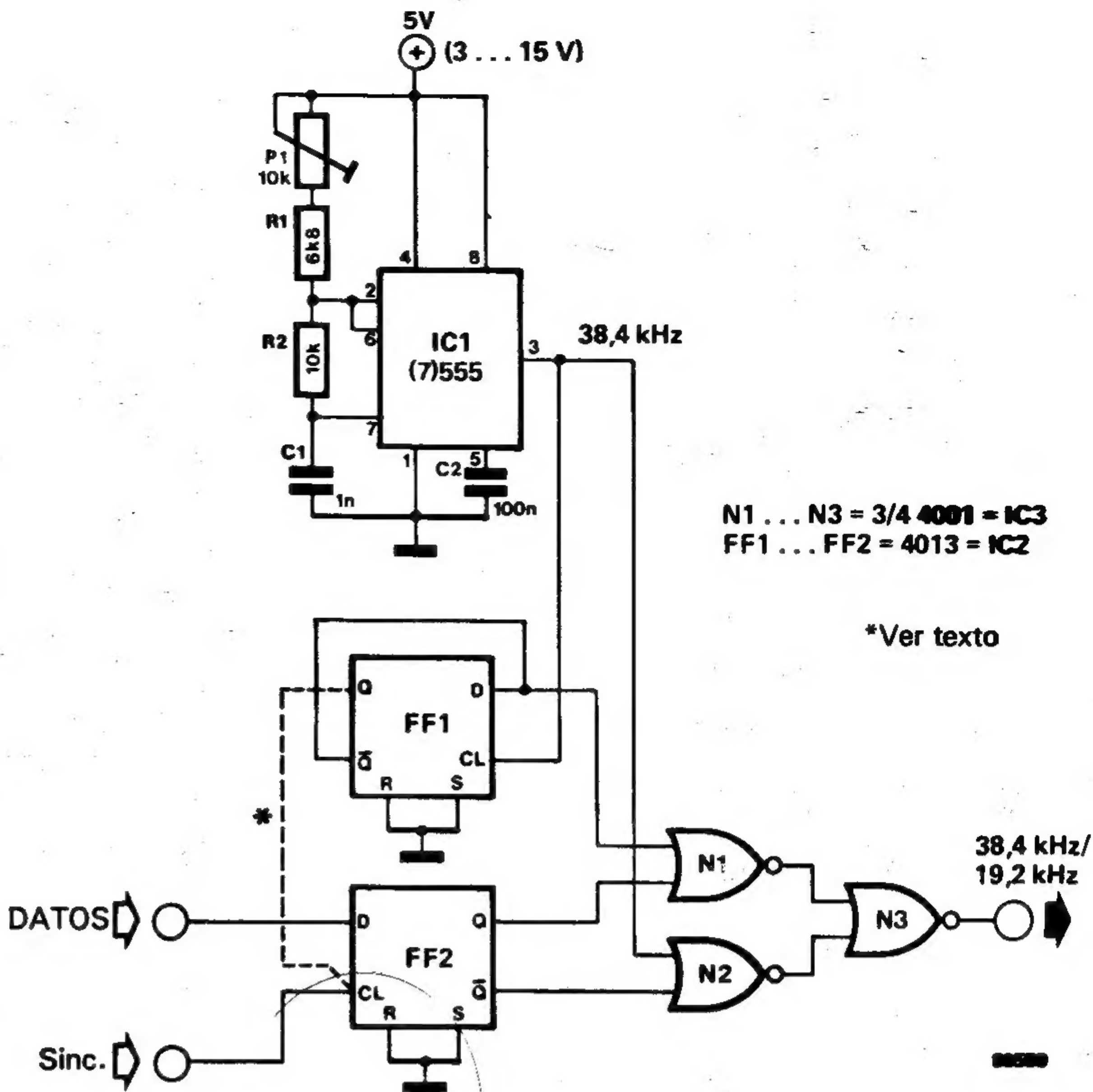
La desventaja de los populares moduladores FSK (modulador por desplazamiento de frecuencia), es que la conmutación entre las dos frecuencias (1.200 y 2.400Hz) que transportan la información digital, se produce casi aleatoriamente. Obviamente una mejor solución consistiría en conmutar dichas señales en el cruce por cero. En este caso no se produciría el conocido y molesto efecto del

desplazamiento de fase de la señal FSK, pero esto sólo es posible si existe una relación definida entre los datos y el modulador FSK. Si esto no es así, el circuito de este artículo solucionará los problemas de este tipo en todos aquellos casos en los que se desee obtener una conmutación «limpia». En este caso la señal FSK se obtiene mediante un generador senoidal digital (por

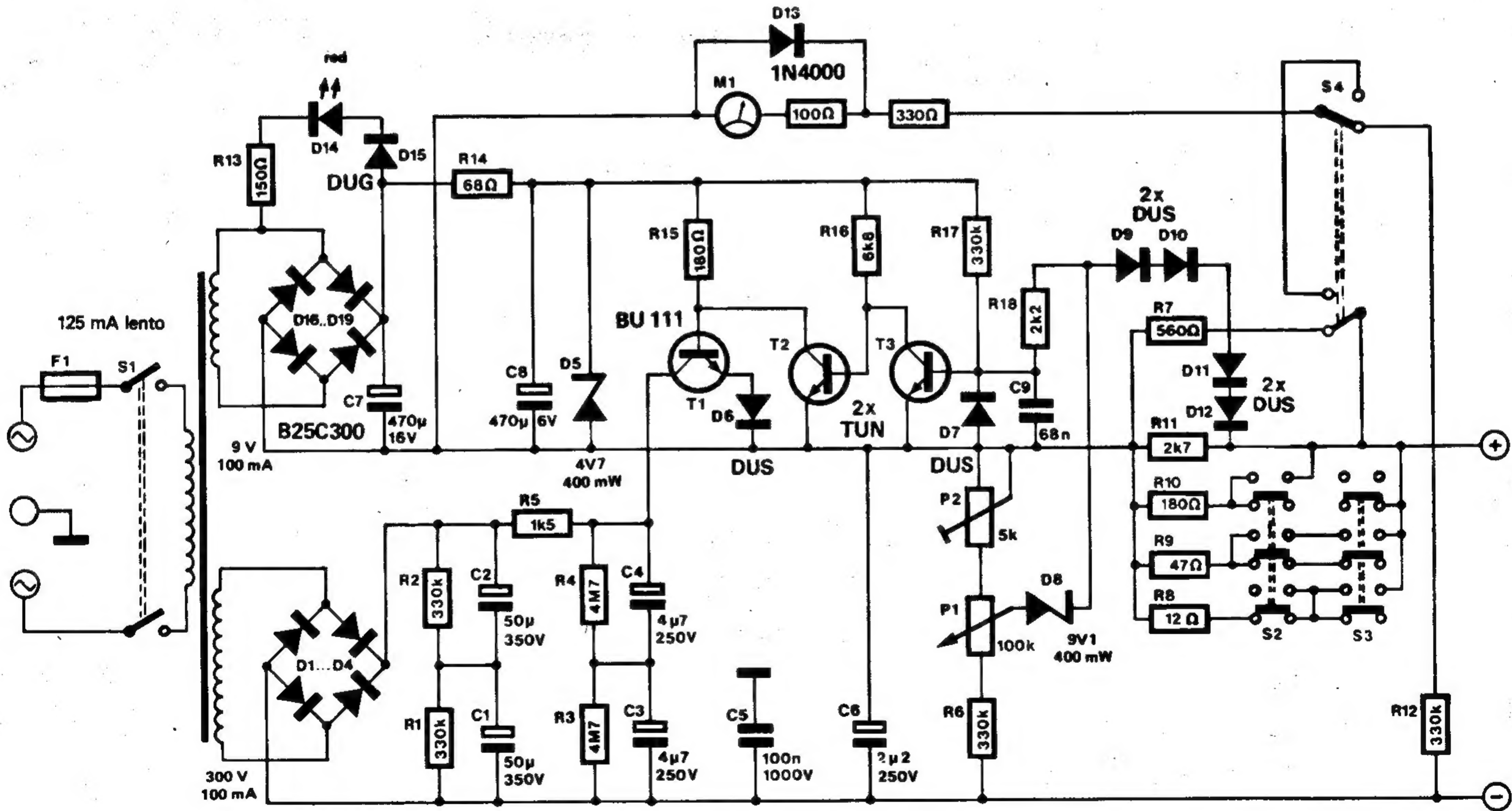
ejemplo, el que se describe en el pasado número de verano, Elektor n.º 4/5). Cada vez que la señal pasa por cero voltios, el circuito entrega un impulso de sincronización, mediante el cual los datos digitales (procedentes de un microprocesador, por ejemplo) son introducidos al flip-flop FF2. El nivel lógico presente en la entrada D de este flip-flop, determina la frecuencia de

salida seleccionada. Cuando en la entrada aparece un «1» la frecuencia de salida será de 38,4kHz, y cuando es un «0» la frecuencia será de 19,2kHz. Seguidamente, esta señal se divide por 16 mediante un generador senoidal digital para así obtener la señal FSK correcta.

El oscilador de reloj de este circuito está formado por el popular 555, en versión CMOS (que es ligeramente diferente al modelo habitual). Las características del 7555 son prácticamente las mismas que las del 555 ordinario, con las ventajas que supone poseer una mayor impedancia de entrada, un menor consumo de corriente y una total supresión de los parásitos debidos a la conmutación del nivel de salida. Si no se desea utilizar el circuito en combinación con el generador senoidal digital, la entrada de sincronismo deberá conectarse al terminal Q de FF1.



6 | fuente de alimentación estabilizada de 10...350V



Este circuito es indicado para aquellos lectores que deseen renovar la fuente de alimentación de sus circuitos a válvulas. Debido a la gran cantidad de transistores de alta tensión actualmente existentes resulta relativamente sencillo actualizar las fuentes de alimentación para válvulas. En este montaje se emplea el transistor de alta tensión BU111, sin embargo, este componente no

es crítico y puede emplearse cualquier otro tipo (BU126 o BUY76), siempre que sea para alta tensión. Normalmente los transformadores utilizados en este tipo de fuente de alimentación poseen además de la toma de alta tensión una segunda toma de baja tensión. En nuestro caso particular se utilizará la salida de 300V para el circuito de alta tensión y la

de 9V para alimentar el circuito estabilizador. Este último, es tan sencillo que casi no necesita explicación. Después de rectificar la tensión de 300V mediante D1...D4 se obtendrá un voltaje de 420 V. Debido al alto valor de la tensión rectificada, se hace necesaria la conexión en serie de 2 condensadores electrolíticos de 350V para filtrar la tensión de salida. Las

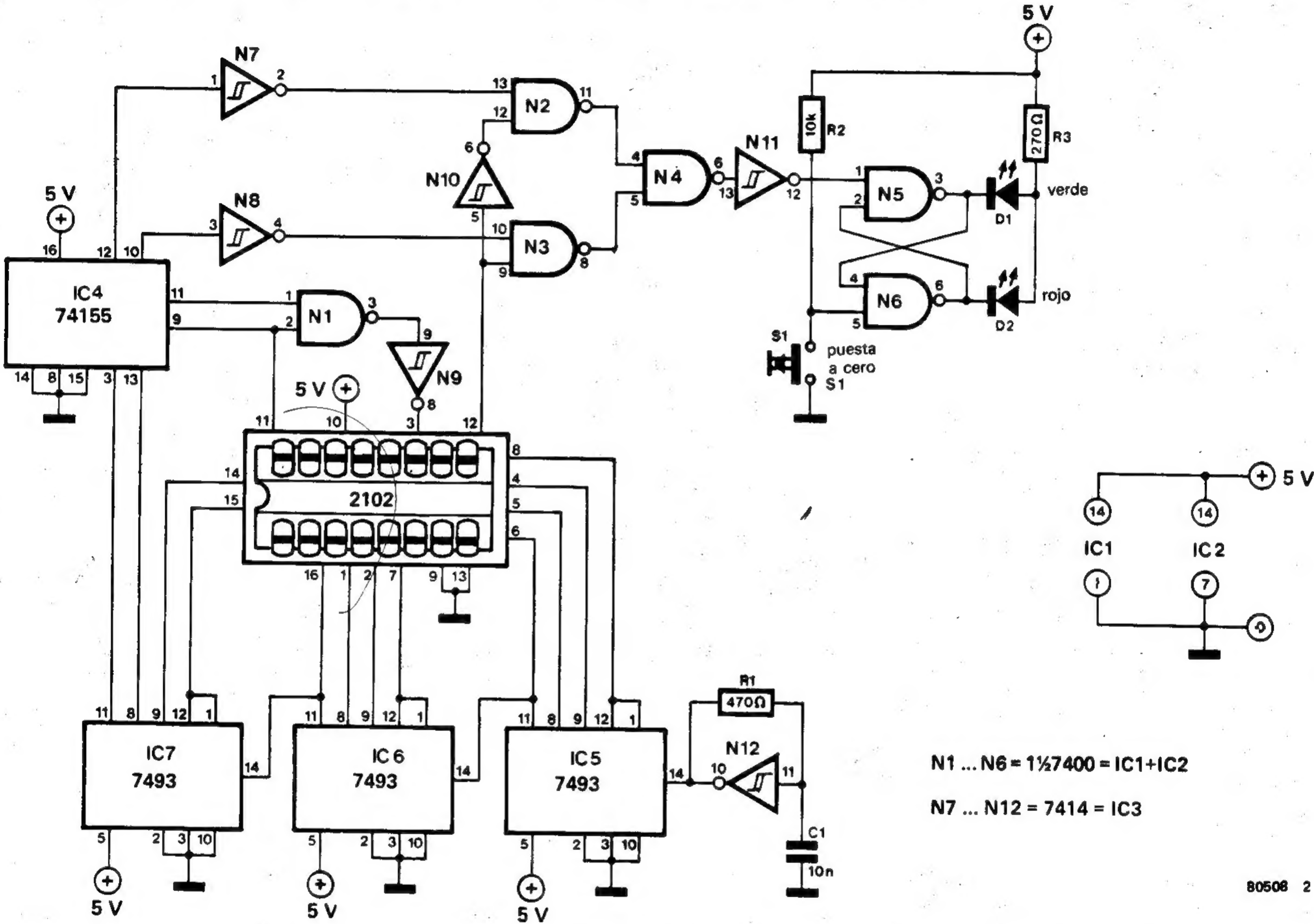
resistencias (R1 y R2) conectadas en paralelo con cada uno de los condensadores, asegura que la caída en éstos sea idéntica. La resistencia R5, reduce la disipación de potencia en el transistor T1, y junto con la segunda célula RC (R3, R4, C3 y C4), aplica en su colector una tensión de 350V sin rizado. Los transistores T2 y T3 son del tipo TUN, ya que su tensión de trabajo está dentro de los límites normales. El diodo D7 protege la base de T3 contra los picos negativos de tensión. Un pulsador de 6 circuitos proporciona 4

umbrales de corriente diferentes: 1mA (ninguno cerrado), 5mA (S2 cerrado), 15mA (S2 y S3 cerrados) y 50mA (S3 cerrado). Cuando el circuito trabaja a plena carga se produce una caída de tensión de 2,8V en las resistencias R8...R11. Esta tensión se aplica a la base del transistor T3 mediante D9...D12. De esta forma T3 quedará bloqueado cuando la corriente supere el umbral de corriente elegido. Por otra parte, se emplea esta misma tensión para medir la corriente suministrada por el circuito, con la ayuda de un galvanómetro de 1mA (M1)

El interruptor S4 nos permitirá medir la tensión y la corriente de salida con el instrumento de medida. El circuito limitador de corriente, actuará cuando ésta supere el 10 por 100 del valor seleccionado. La tensión de salida puede ajustarse mediante P1 entre 10V y 350V. El potenciómetro P2 sirve de ajuste fino para la tensión de salida. Esta fuente de alimentación está protegida contra cortocircuitos de larga duración.

W. Seifried.

7 comprobador de memorias RAM



Una de las memorias más populares actualmente es la 2102 (1k de memoria de acceso aleatorio). En contra de lo que pudiera parecer, no existe ningún circuito (por simple que sea) en el mercado que permita comprobar este tipo de integrados. El circuito que se describe en este artículo hace esta función muy fácilmente y por muy poco dinero. El funcionamiento de este circuito es muy sencillo, tal como se muestra en la figura 1. En primer lugar se escribe un 0 en todas las direcciones de la memoria, tras lo cual el integrado se conmuta en modo «lectura» para comprobar si en cada una de las direcciones se ha grabado un 0. Si en alguno de los emplazamientos de la memoria se encontrase un 1, significaría que esta es defectuosa. El circuito detecta esta situación mediante un LED (D2) encendido que señala el defecto. Suponiendo que todas las direcciones de memoria pueden grabar un 0 correctamente, el paso siguiente será escribir un 1 en todas las direcciones. Una vez hecho esto se recorren todas las posi-

ciones de la memoria para comprobar si efectivamente están a nivel lógico 1; si se encontrará algún 0, esto provocaría el encendido del LED (D2). El montaje emplea 7 circuitos integrados (sin contar la 2102) como se muestra en la figura 1. Comenzando por la parte inferior derecha, encontramos un trigger smictht inversor que se emplea como simple oscilador (N12). Este generador de reloj excita a 3 contadores BCD (IC5...IC7) conectados en cascada, con lo cual se genera un código binario de 12 bit. Los 10 primeros bits se utilizan para direccionar las 1.024 posiciones de memoria que posee la 2102. Los dos restantes bits (menos significativos) se llevan a las entradas A y B del 74155. Este integrado contiene dos decodificadores «2-a-4», de los que sólo se utiliza 1. Cada una de las 4 combinaciones posibles de los datos presentes en las patillas 3 y 13 de IC4, hace pasar una de las salidas (patillas 9...12) a nivel bajo. Estas salidas se utilizan como control y prueba lógica de la 2102.

Si asumimos inicialmente que las doce salidas de la cadena de contadores están a nivel bajo, las patillas 3 y 13 de IC4 también lo estarán. Esto hace que la patilla 9 de IC4 pase nivel lógico bajo conmutando la memoria (a través de N1 y N9) en modo «escritura», (entrada de datos a nivel bajo). Durante los primeros 1.024 impulsos de reloj se escribe un cero en todas las direcciones de memoria. A continuación la patilla 13 de IC4 alcanza el nivel alto con lo cual la patilla 10 pasa a nivel bajo y la memoria se conmuta en modo de «lectura». Durante los siguientes 1.024 impulsos de reloj, la salida (patilla 12) debe permanecer a nivel bajo, ya que se ha grabado un 0 en cada una de las posiciones de la memoria. Suponiendo que todos los emplazamientos de memoria trabajan correctamente las salidas de N2 y N3 permanecerán a nivel alto, y se encenderá el LED verde. Contrariamente si apareciera algún «1» escrito en la memoria, la salida de la memoria (patilla 12) pasaría a nivel al-

to, haciendo que N3, N4 y N11 cambien de nivel lógico, y excitando el flip flop formado por N5/N6 que encenderá el LED rojo.

Durante el tercer recorrido de la memoria, la patilla 11 de IC4 pasará a nivel bajo. Esto tiene por efecto la escritura en un «1» en todas las direcciones de memoria. Para terminar el circuito integrado pasa una vez más al modo de lectura, comprobándose si

la salida (a través de N10 y N2) permanece a nivel alto durante todo el recorrido de la memoria.

Después del 4.º recorrido de la memoria, el ciclo completo comienza desde 0. La totalidad de la secuencia de comprobación requiere un tiempo muy reducido (¡tan sólo algunos milisegundos!). En resumen para comprobar un circuito integrado, éste se enchufará en el zócalo previsto para este

fin, se conectará el circuito a la tensión de alimentación, y se accionará el pulsador de puesta a 0 (S1). En esta situación deberá encenderse el LED verde. Si después de liberar S1 el indicador D1 (LED verde) permanece encendido significa que la memoria 2102 funciona correctamente.

T. Obermair.

8 | medidor de inductancias y capacitancias

Este circuito le permitirá abordar la construcción de cualquier montaje, aunque éste incluya una inductancia, puesto que Vd. mismo podrá realizarla sin ningún problema (para ello sólo tendrá que arrollar vueltas de hilo sobre un carrete y medir periódicamente la inductancia hasta conseguir el valor deseado).

Con este circuito ya no tendrá que renunciar a la construcción de esos montajes que tanto le atraen, pero que son irrealizables debido a «esa bobina» que resulta imposible de encontrar en el mercado. Pero no sólo esto, además el montaje permite medir con igual precisión condensadores; en resumen un aparato imprescindible en el laboratorio de todo buen aficionado.

Cuando se miden inductancias (S2 en posición a), la corriente que las atraviesa es interrumpida periódicamente para así poder medir la tensión de autoinducción. Con este fin, se elige una onda cuadrada entre las 6 de que dispone el montaje (N1...N6) para aplicarla en la base del transistor T1 de forma que la corriente de colector siga las mismas variaciones que la señal de excitación. La tensión de autoinducción viene definida por la fórmula:

$$U = \frac{-L \Delta I}{\Delta t}$$

donde L es la inductancia, ΔI es la variación de la intensidad, y ΔT es el tiempo en el que transcurre esta variación. La tensión a, la corriente que las atraviesa es in-sión de autoinducción depende únicamente del valor de la inductancia a medir. El valor medio de esta tensión viene determinado por la fórmula:

$$U_{MED} = L \cdot I_c \cdot f$$

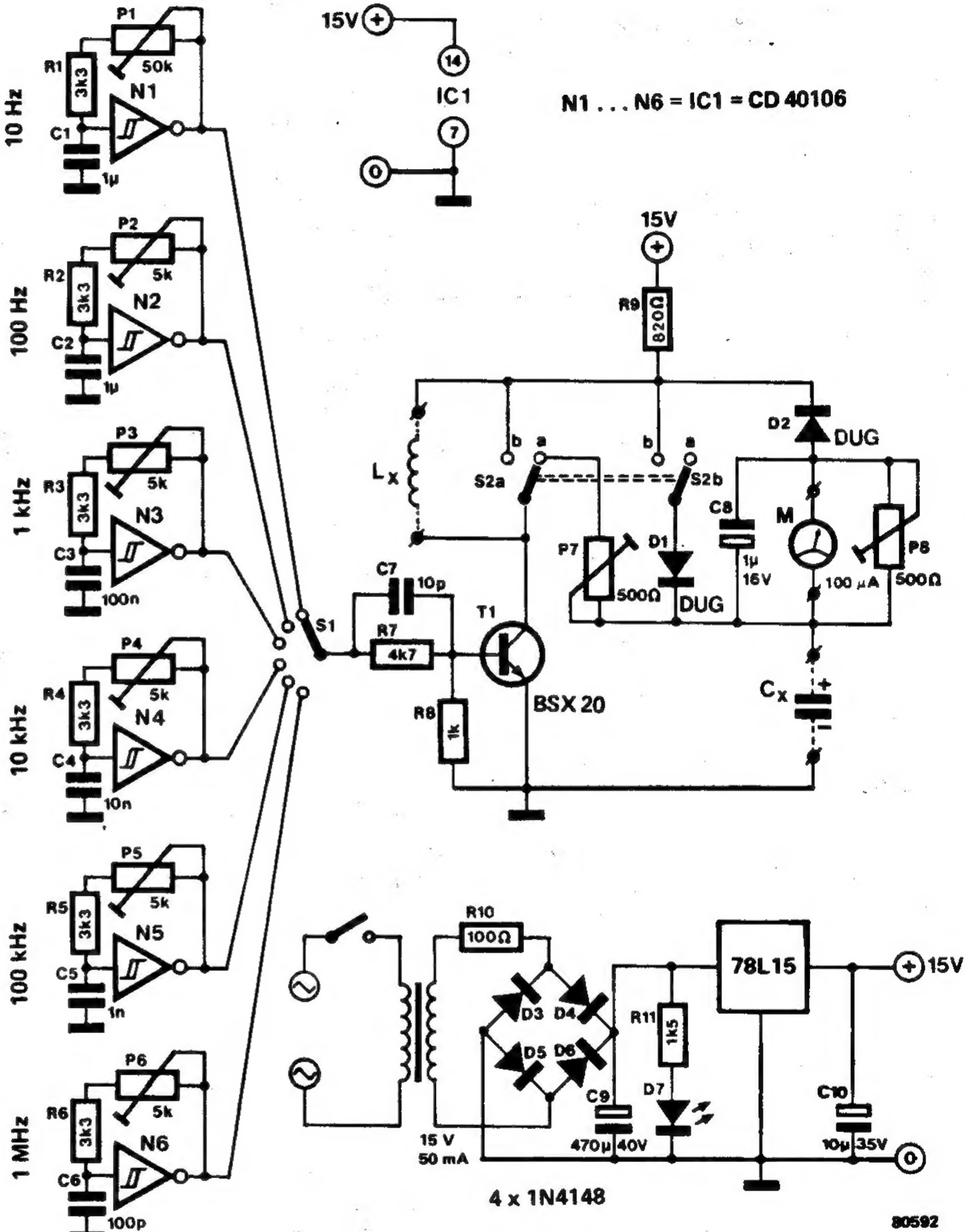
donde I_c es la corriente media de colector, f es la frecuencia de la tensión de medida. Como puede verse en la fórmula, dicha tensión media permite medir la autoinducción. La escala es lineal debido a que la tensión de medida es proporcional a la inductancia (I_c y f constantes). Igualmente, la corriente media de descarga de un condensador (S2 en posición b) viene definida por la fórmula:

$$I_{MED} = C \cdot U_c \cdot f$$

donde U_c es la tensión de carga del condensador, y f es la frecuencia de la tensión de medida. En este caso aún se mantiene la es-

cala lineal. La correspondencia entre la frecuencia seleccionada y la escala de medida se muestran en la tabla adjunta. Para calibrar el aparato se deberán ajustar primeramente los generadores de onda cuadrada a las frecuencias correctas (indicadas en la figura). Un condensador de valor conocido nos permitirá ajustar P1 para obtener el valor correcto sobre el cuadrante

del galvanómetro. A continuación se ajustará P2 con una inductancia patrón de valor conocido, es decir hasta obtener la desviación proporcional en la escala. La precisión del circuito es suficientemente elevada, siempre y cuando la tensión de alimentación sea al menos de 15V. En la figura se muestra un circuito de alimentación adecuado.



f in Hz	1MHz	100kHz	10kHz	1kHz	100Hz	10Hz
L in H	10 μH	100 μH	1mH	10mH	100mH	1H
C in F	100pF	1nF	10nF	100nF	1 μF	10 μF

9

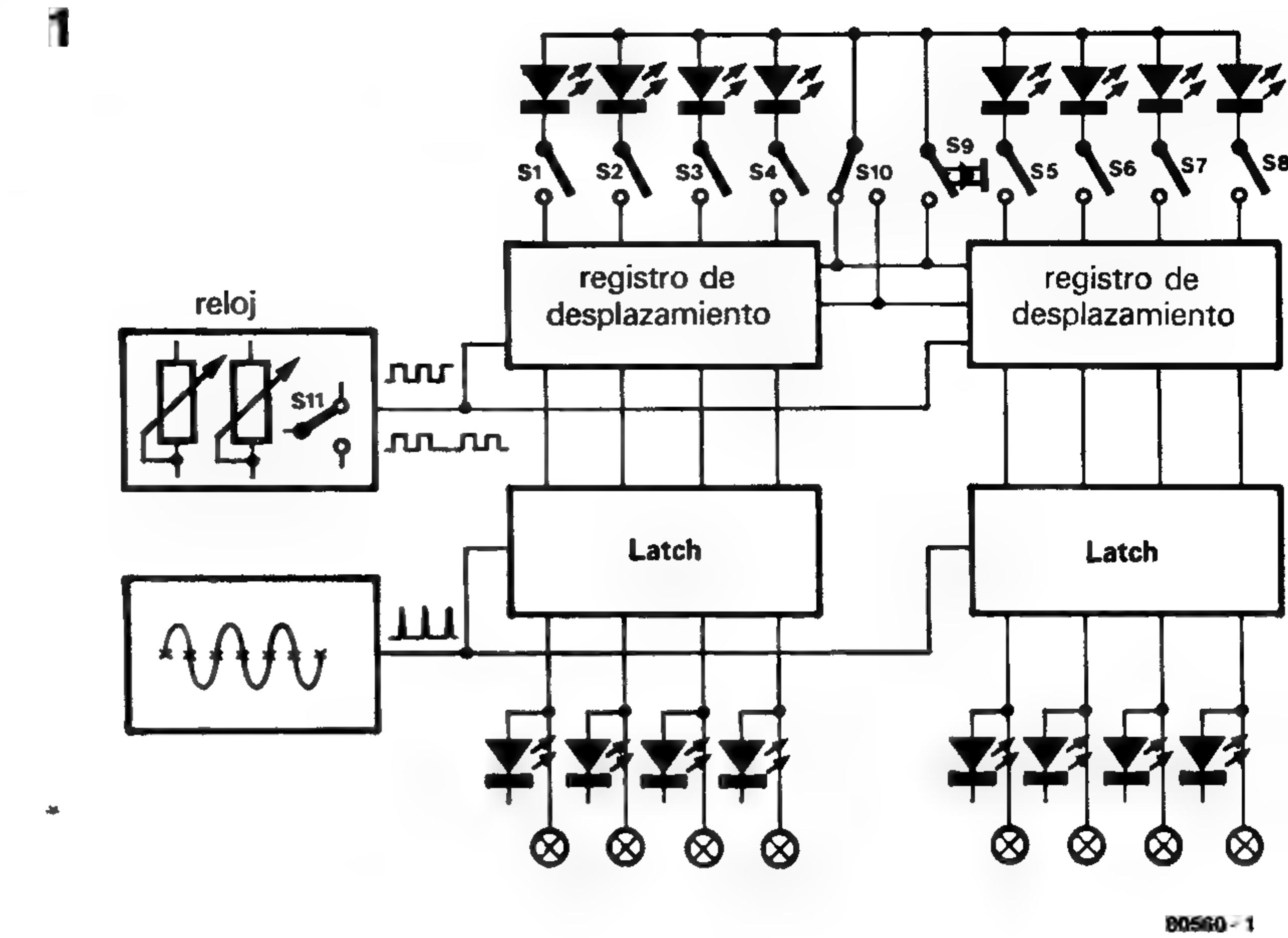
juego de luces
en movimiento programable

El juego de luces que se describe en este artículo, obviamente no es el primero (ni será el último) publicado por ELEKTOR, sin embargo, es uno de los más interesantes.

El circuito tiene 8 canales, cada uno de los cuales puede ser programado independientemente. La potencia de salida máxima por canal viene determinada por las características del triac utilizado. Puesto que la carga se conmuta en el cruce por 0 de la señal alterna de red no es necesario incluir filtros limitadores de interferencias.

En la figura se muestra el diagrama de bloques de la unidad. Mediante los interruptores S1...S8 puede seleccionarse cualquier código de 8 bits en las entradas de los dos registros de desplazamiento (shift register). En cada una de las salidas se ha dispuesto un indicador LED para mostrar el estado lógico de cada una de ellas y por tanto indicar el código de 8 bits seleccionado. Dicho código se introduce en los registros de desplazamiento mediante el interruptor S9. Estos registros son de tipo bidireccional. La posición del interruptor S10 determina el sentido de desplazamiento de los datos (hacia la derecha, hacia la izquierda, o estáticos).

Los datos presentes en el registro de desplazamiento, avanzan un lugar (en la dirección determinada por S10) a cada impulso de reloj. El oscilador que proporciona las señales de reloj es un circuito de gran versatilidad, ya que no sólo es capaz de generar una frecuencia variable, sino también trenes de

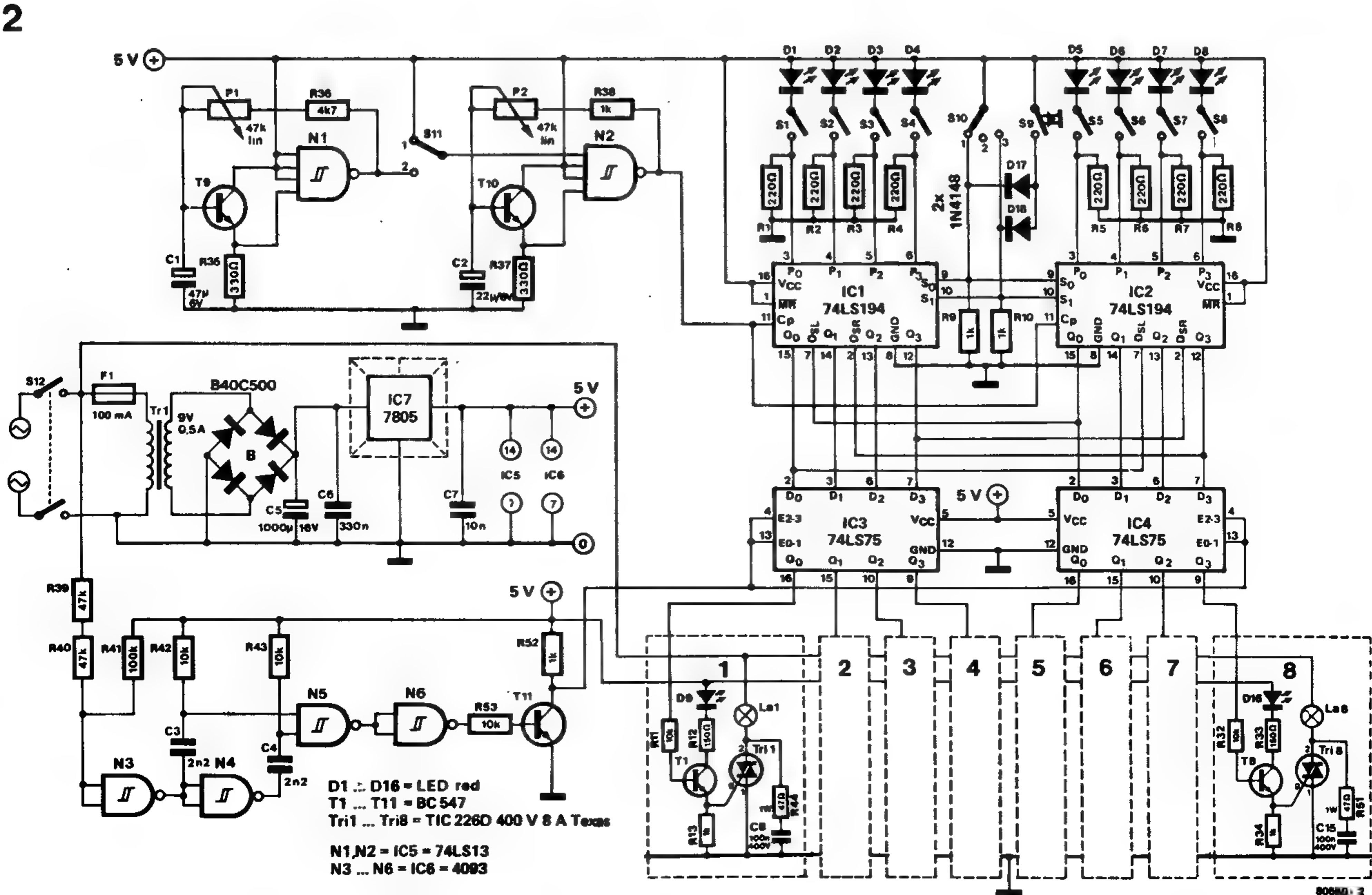


impulsos. Esto se consigue, conmutando el citado oscilador de reloj mediante un segundo oscilador de frecuencia inferior. Como resultado de esto, los datos presentes en las entradas de los registros de desplazamiento sufren una «traslación» aleatoria.

Las salidas de los registros de desplazamiento están conectadas a una báscula de tipo D (LATCH), la cual únicamente trabaja en el cruce por 0 de la tensión de red. Se ha incluido un circuito detector de cruce

por 0 para controlar las entradas de «validación» de los latch. Cada canal tiene su propio monitor LED para indicar su estado lógico.

El circuito completo se muestra en la figura 2. La puerta N2 forma el oscilador que proporciona los impulsos de reloj. La posición del interruptor S11 determina el modo de funcionamiento del oscilador de reloj; es decir individualmente (posición 1) o modulado por el oscilador de baja frecuencia N1 (posición 2). Las frecuencias de ambos os-



ciladores pueden variarse mediante los potenciómetros P2 y P1, respectivamente. Como detector de cruce por 0 de la señal de red, se utilizan 4 puertas de tipo NAND (N3...N6). Se utilizan integrados de tecnología CMOS en esta parte del circuito, puesto que la tensión de entrada, desaconseja el uso de tecnología TTL (menor tensión de trabajo). Por esta razón dichos integrados tienen protegidas internamente sus entradas con diodos. Los condensadores C3 y C4 determinan el período (25 microsegundos) del impulso generado en la salida de N5, cada vez que la señal de entrada pasa por 0V. Este impulso se utiliza para controlar las entradas de «validación» de los latch (IC3 e IC4) a través de la puerta N6 y el transistor T11. En esta situación las salidas de los registros de desplazamiento se transferirán a las bases de los transistores T1...T8 a través de los latch. Cuando la sa-

lida de una de las básculas de tipo D está a nivel alto, el transistor correspondiente entra en conducción, y dispara el triac (se enciende el LED correspondiente). Como se dijo anteriormente la potencia de las lámparas conectadas a cada canal depende únicamente de las características del triac empleado. Con el tipo indicado en la figura (TIC 226 D) se puede conmutar una carga máxima de 8A, con lo cual se dispone de un gran margen de potencia. Normalmente, una carga de 1.000W por canal es un valor perfectamente adecuado, siempre y cuando los triac se monten convenientemente refrigerados.

Como en todos los circuitos de este tipo, es necesario tomar las debidas precauciones durante la etapa de construcción y de funcionamiento de la unidad, ya que el circuito irá conectado directamente a la red. Teniendo en cuenta lo anterior, se deberá dotar a

cada canal de un terminal de masa. Para aumentar aún más la seguridad del circuito, éste deberá montarse en una caja de plástico del tamaño adecuado.

El funcionamiento de la unidad es plenamente satisfactorio, como así hemos podido comprobar en nuestros laboratorios. El código de encendido para cada uno de los canales se selecciona mediante los interruptores S1...S8. Cuando S10 está en su posición central (luces estáticas), se introducen los datos en el registro de desplazamiento pulsando el interruptor S9. Si variamos la posición de S10, las luces comenzarán a moverse a izquierda o derecha, según la posición elegida. Cuando se cierra el interruptor S11, las lámparas se encienden por grupos aleatoriamente distribuidos.

Los potenciómetros P1 y P2 varían la velocidad de desplazamiento de las luces. ■

10 Cerradura de combinación óptica

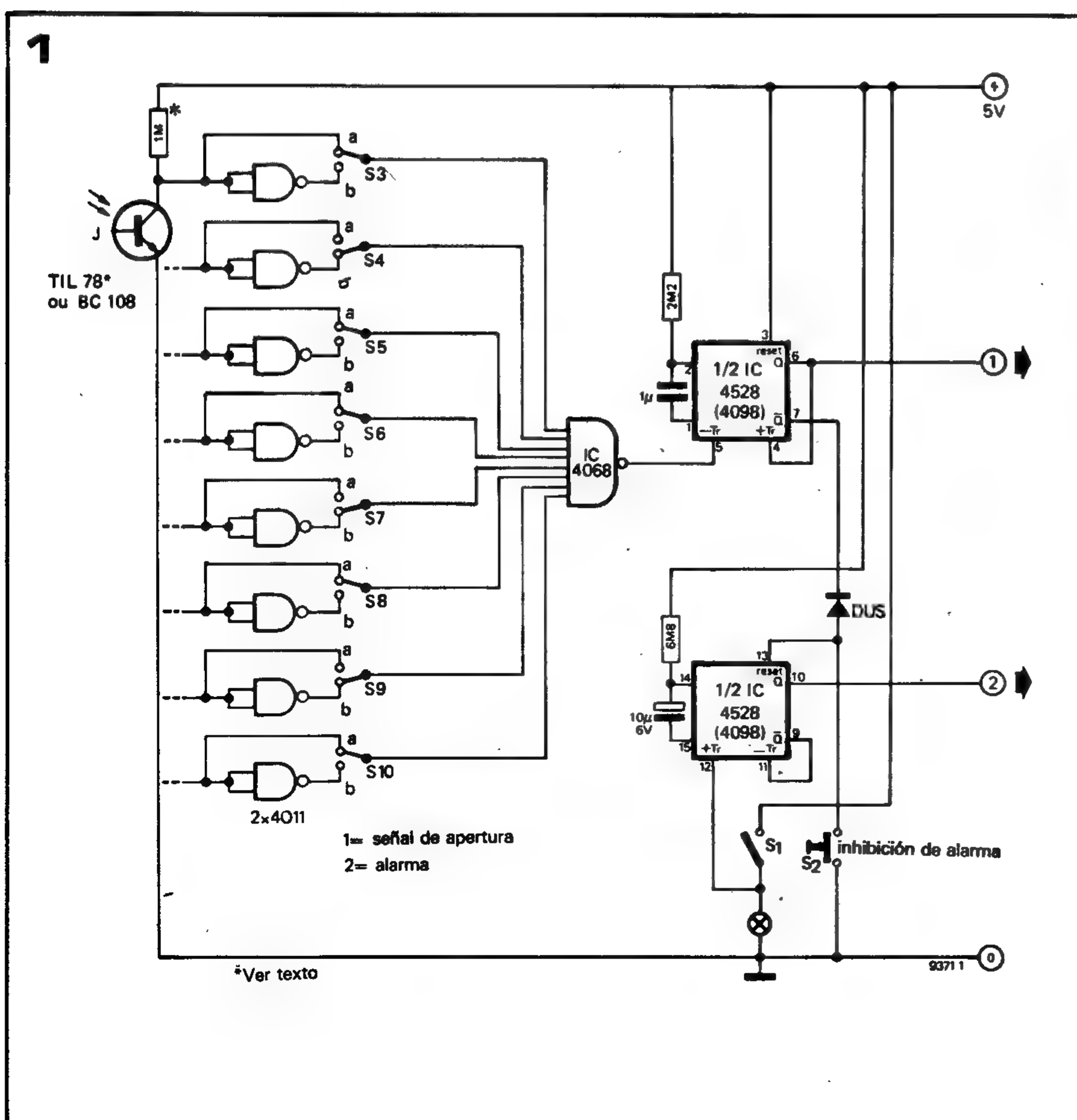
La cerradura electrónica que se describe en este artículo, se abre mediante una llave «óptica» que sirve de soporte a un código binario. Este montaje emplea fototransistores caseros y circuitos lógicos del tipo CMOS. El principio de funcionamiento es muy simple: la cerradura se compone de

una fila de fototransistores que reciben la iluminación de una lámpara provista de un difusor. La llave es una lámina de plástico transparente en la que se han dispuesto varias líneas opacas, alternadas con franjas transparentes, con lo cual se forma el código binario deseado.

el circuito

El esquema del circuito se muestra en la figura 1. Para no crear confusión en los lectores, únicamente se ha representado un fototransistor. En la realidad, cada uno de los 8 fototransistores se encuentra conectado a la entrada de una puerta NAND, tal y como se ha representado para el primero de ellos. Los colectores de los fototransistores están conectados a la alimentación positiva a través de una resistencia de 1K. Cuando se ilumina el fototransistor, la corriente que circula por éste aumenta y la tensión de colector disminuye. Cuando el fototransistor no recibe iluminación, dicha tensión se hace aproximadamente igual a la tensión positiva de alimentación. Los estados «iluminado» y «no iluminado», se corresponden respectivamente con los estados lógicos 0 y 1 de las entradas de las puertas NAND (que trabajan como inversores).

La introducción de la llave en la cerradura acciona el microinterruptor S1, que enciende la lámpara (ver figura 2). Las partes opacas de la llave se corresponden con el nivel lógico «1» y las partes transparentes con el nivel lógico «0». Las tensiones que aparecen en los colectores de los fototransistores traducen eléctricamente el código binario grabado en la llave. La codificación de la cerradura se efectúa mediante los interruptores S3...S10. La combinación de apertura, se elige de modo que los niveles lógicos «0» presentes en los fototransistores sean invertidos por los inversores. Los estados lógicos así obtenidos («1») se aplican directamente a la puerta NAND (8 entradas), de esta forma, únicamente la introducción de la llave con la combinación correcta hará pasar todas las entradas del circuito integrado 4068 (puerta NAND) al estado alto, haciendo bascular la salida de esta puerta al estado bajo. Esto dispara el monoestable (la mitad de un 4528) que pasa a nivel alto produciendo el impulso que activa el circuito de apertura.



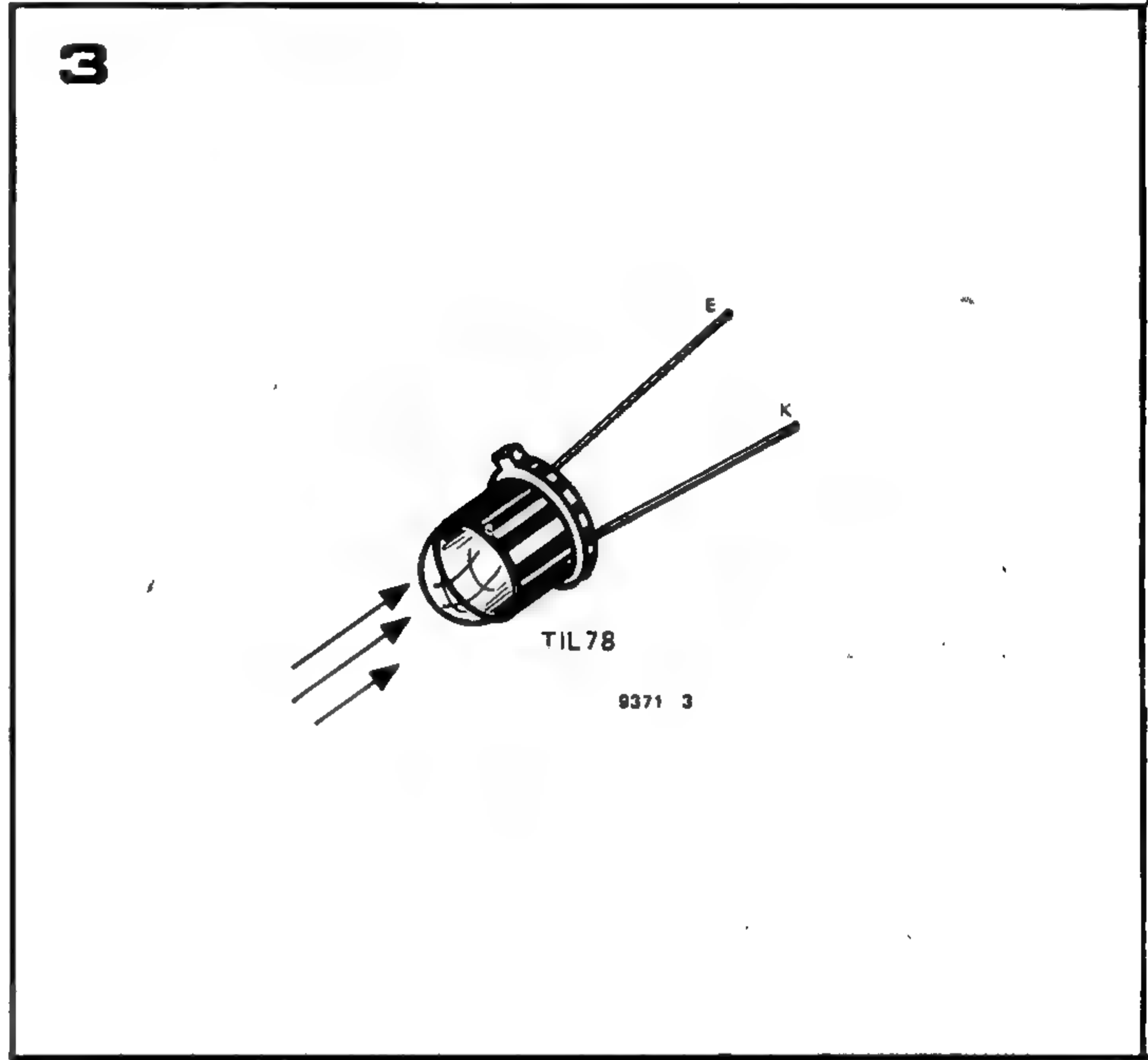
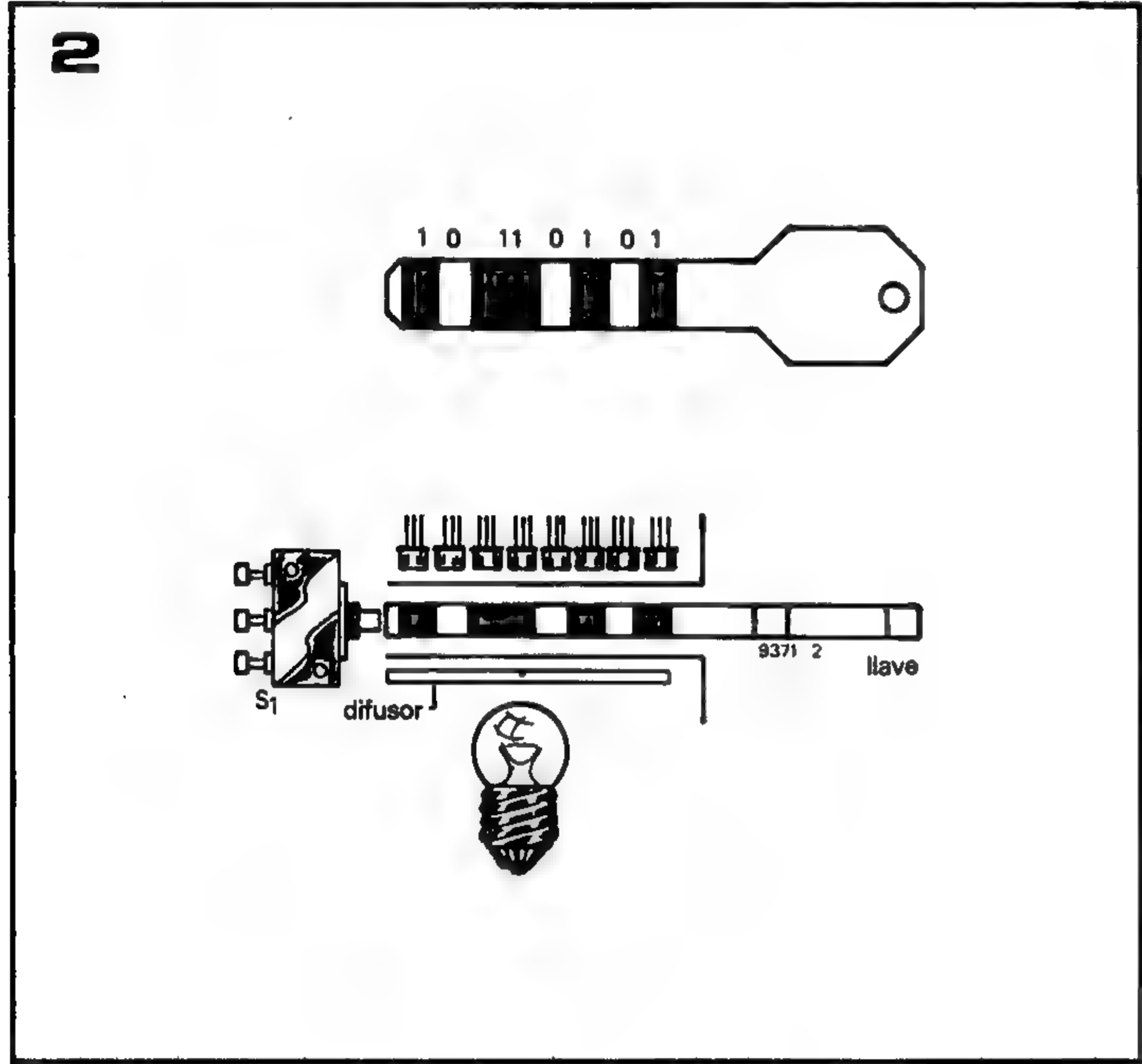
La salida Q de este monoestable se emplea para impedir el disparo del segundo monoestable del circuito integrado 4528. En efecto, cuando se introduce la llave (y se cierra el interruptor S1), se dispara el segundo monoestable cuya salida (2) está conectada al dispositivo de alarma o apertura. Si se introduce en la cerradura una llave falsa, la salida de la puerta NAND 4068 permanece en el mismo estado lógico; no se produce el cambio del primer monoestable, y por tanto la entrada de puesta a 0 (reset) del segundo queda inactiva. En esta situación se dispara el dispositivo de alarma, indicando que se ha introducido una llave falsa. La alarma puede ser interrumpida actuando sobre el pulsador S2.

consejos prácticos

La combinación de apertura del «cerrojo electrónico» se elige mediante los interrup-

tores S3...S10. El conmutador debe estar colocado en la posición «a», o de lo contrario el inversor NAND quedará cortocircuitado cuando la información codificada en la llave sea un «1». Si es un «0» el conmutador correspondiente deberá conectarse a la salida del inversor (b); de esta forma se invertirá la información aplicada a la entrada de la puerta NAND 4068. Si no se desea modificar el código de la cerradura frecuentemente, se podrán reemplazar los conmutadores por contactos fijos. El número de códigos posibles depende de la cantidad de bits utilizados. El montaje que se describe en este artículo emplea 8 bits, para así aprovechar al máximo la capacidad de los circuitos integrados (2 × 4011 y 1 × 4068); sin embargo no hay ninguna razón que impida aumentar el número de bits. Con 8 bits se obtiene un total de 28 combinaciones es decir, 254 códigos diferentes. No se deberá emplear el código 00000000

puesto que éste corresponde al encendido de todos los fototransistores, y de esta forma cualquier intruso que introduzca un hilo rígido o un trozo de plástico transparente podrá abrir la cerradura. Por el mismo motivo tampoco se deberá emplear el código 11111111, puesto que cualquier llave podría abrir la cerradura en caso de que la bombilla estuviera fundida. Para terminar daremos algunos consejos sobre la «fabricación» de los fototransistores. Cortando cuidadosamente la parte superior del encapsulado de un transistor BC108 (figura 3) y después llenándolo con resina transparente se obtendrá un buen fototransistor.

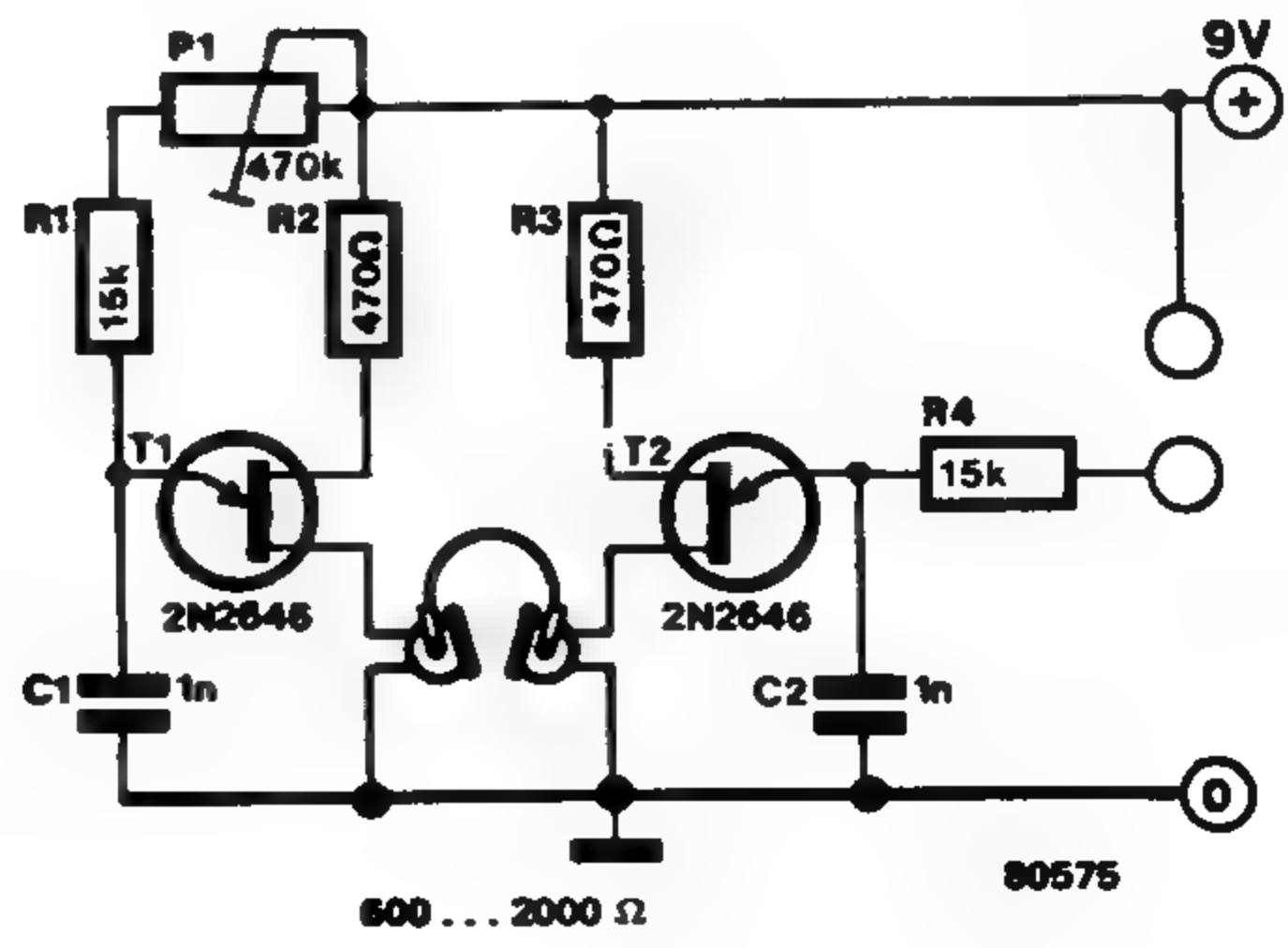


biofeedback cutáneo

Este aparato permite obtener, de forma sencilla una cierta «realimentación (feedback) biológica». La idea de base es la siguiente: la resistencia eléctrica de la piel refleja perfectamente el estado de relajación o excitación de un sujeto. Cuanto más relajado se encuentre éste mayor será la resistencia de la piel. En este caso, la medida de la resistencia cutánea se realiza entre dos dedos de una mano (provistos de dos electrodos metálicos en forma de anillo). Esta variación de resistencia se utiliza para modificar la frecuencia de un oscilador. La señal del primer oscilador (formado en torno a T2) se aplica a uno de los altavoces de un casco. La frecuencia de esta señal como dijimos anteriormente disminuye en función de la relajación y del aumento de la resistencia de la piel. Se utiliza un segundo oscilador (T1) como señal de referencia; la frecuencia de este segundo oscilador puede ajustarse mediante

el potenciómetro P1. Su ajuste óptimo se conseguirá experimentalmente, puesto que la relajación de cada persona dará un punto diferente. Si se utiliza un casco estereofónico (de alta impedancia), se conectará una de las cápsulas al oscilador de referencia, y

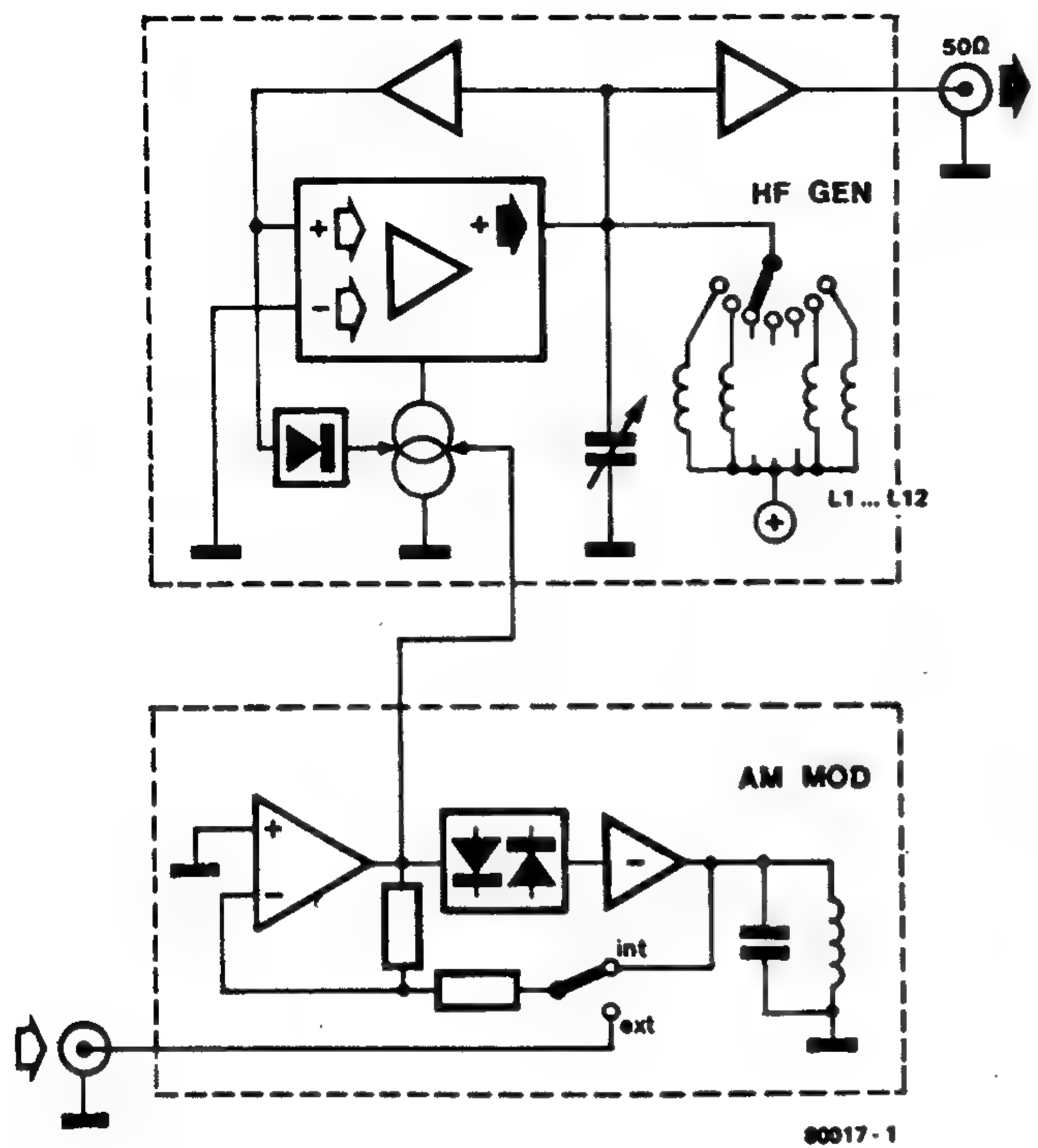
la otra al oscilador controlado por la resistencia de la piel. El truco consiste ahora en relajarse conscientemente hasta que las dos señales posean la misma frecuencia.



12

transmisor patrón
para alineamiento de receptores

1

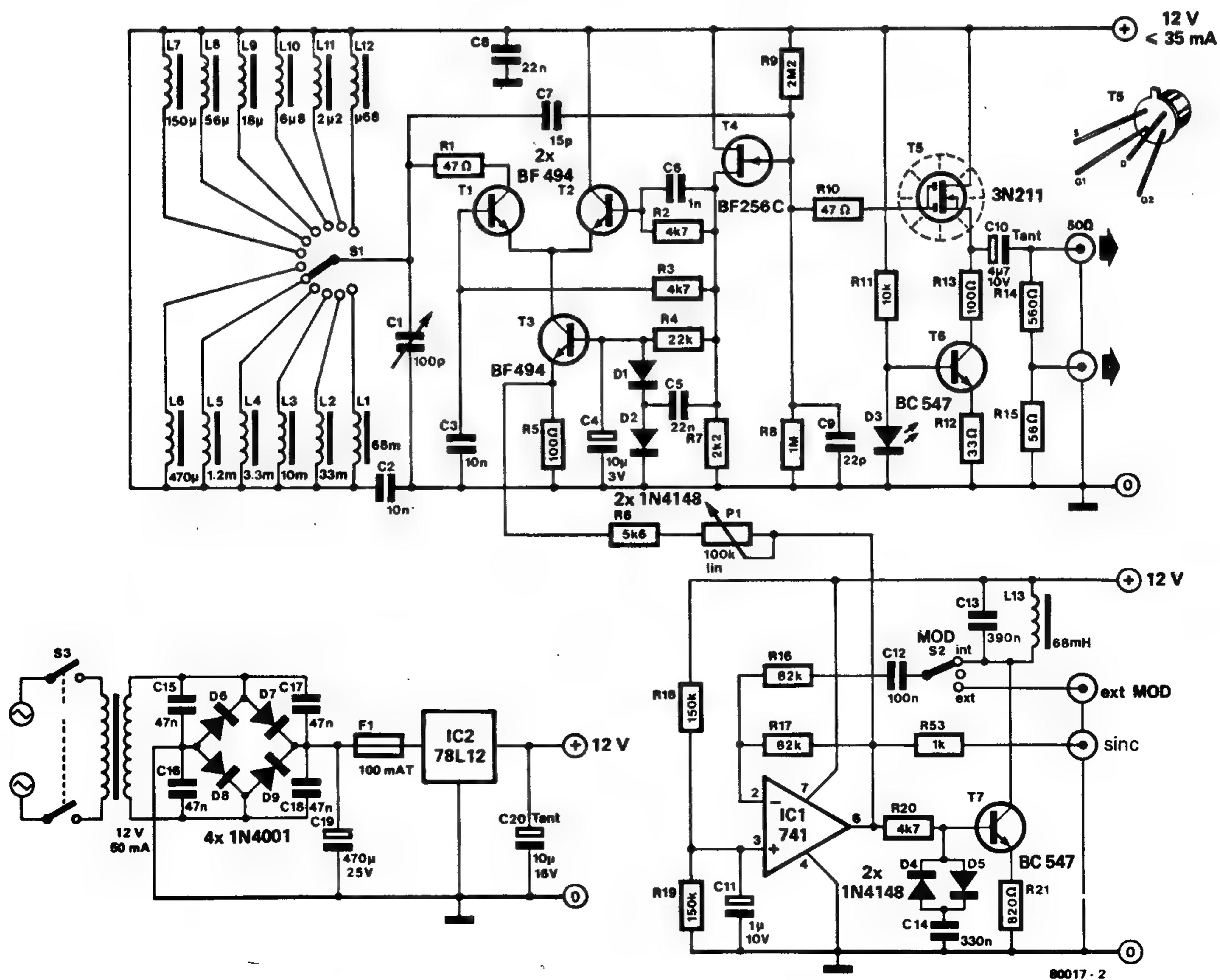


No hay duda de que gran número de lectores desearían tener un emisor patrón simple, para ajustar y sintonizar su receptor a la perfección, sin necesidad de tener que pagar por ello una fortuna. El transmisor patrón que se describe en este artículo ofrece una solución razonable, y a un precio verdaderamente interesante. Algunas de sus principales características son:

- Amplio margen de frecuencias de trabajo, dividido en 12 escalas.
- Amplitud constante a la salida en toda la escala.
- Baja distorsión.
- Impedancia de salida 50 Ohmios.

En la figura 1 se muestra el diagrama de bloques. Como puede verse, el circuito se divide en dos partes: un amplificador/oscilador diferencial con sintonía mediante circuito LC (generador de alta frecuencia) y un generador de BF modulado en amplitud (1000Hz). El circuito electrónico completo del transmisor patrón se muestra en la figura 2. El amplificador/oscilador diferencial está formado por los transistores T1 y T2. Este tipo de circuitos garantiza una distorsión mínima en tanto que el circuito LC esté controlado por una onda cuadrada. Y aún más, este es el único tipo de oscilador

2



Lista de componentes para las figuras 2 y 4

Resistencias:

R1,R10 = 47 Ω
R2,R3,R20 = 4k7
R4 = 22 k
R5,R13 = 100 Ω
R6 = 5k6
R7 = 2k2
R8 = 1 M
R9 = 2M2
R11 = 10 k
R12 = 33 Ω
R14 = 560 Ω
R15 = 56 Ω
R16,R17 = 82 k
R18,R19 = 150 k
R21 = 820 Ω
R53 = 1 k
P1 = 100 k lin.

Condensadores:

C1 = 100 p variable
C2,C3 = 10 n cerámico
C4 = 10 μ/3 V
C5,C8 = 22 n cerámico
C6 = 1 n cerámico
C7 = 15 p cerámico
C9 = 22 p cerámico
C10 = 4,7 μ/10 V tantaló
C11 = 1 μ/10 V
C12 = 100 n
C13 = 390 n
C14 = 330 n
C15...C18 = 47 n
C19 = 470 μ/25 V
C20 = 10 μ/16 V tantaló

Semiconductores:

T1,T2,T3 = BF494
T4 = BF256 C
T5 = 3N211
T6,T7 = BC547A, B
IC1 = 741
IC2 = 78L12
D1,D2,D4,D5 = 1N4148
D3 = LED rojo
D5...D9 = 1N4001

Bobinas:

L1 = 68 mH
L2 = 33 mH
L3 = 10 mH
L4 = 3,3 mH
L5 = 1,2 mH
L6 = 470 μH
L7 = 150 μH
L8 = 56 μH
L9 = 18 μH
L10 = 6,8 μH
L11 = 2,2 μH
L12 = 0,68 μH
L13 = 68 mH

Varios:

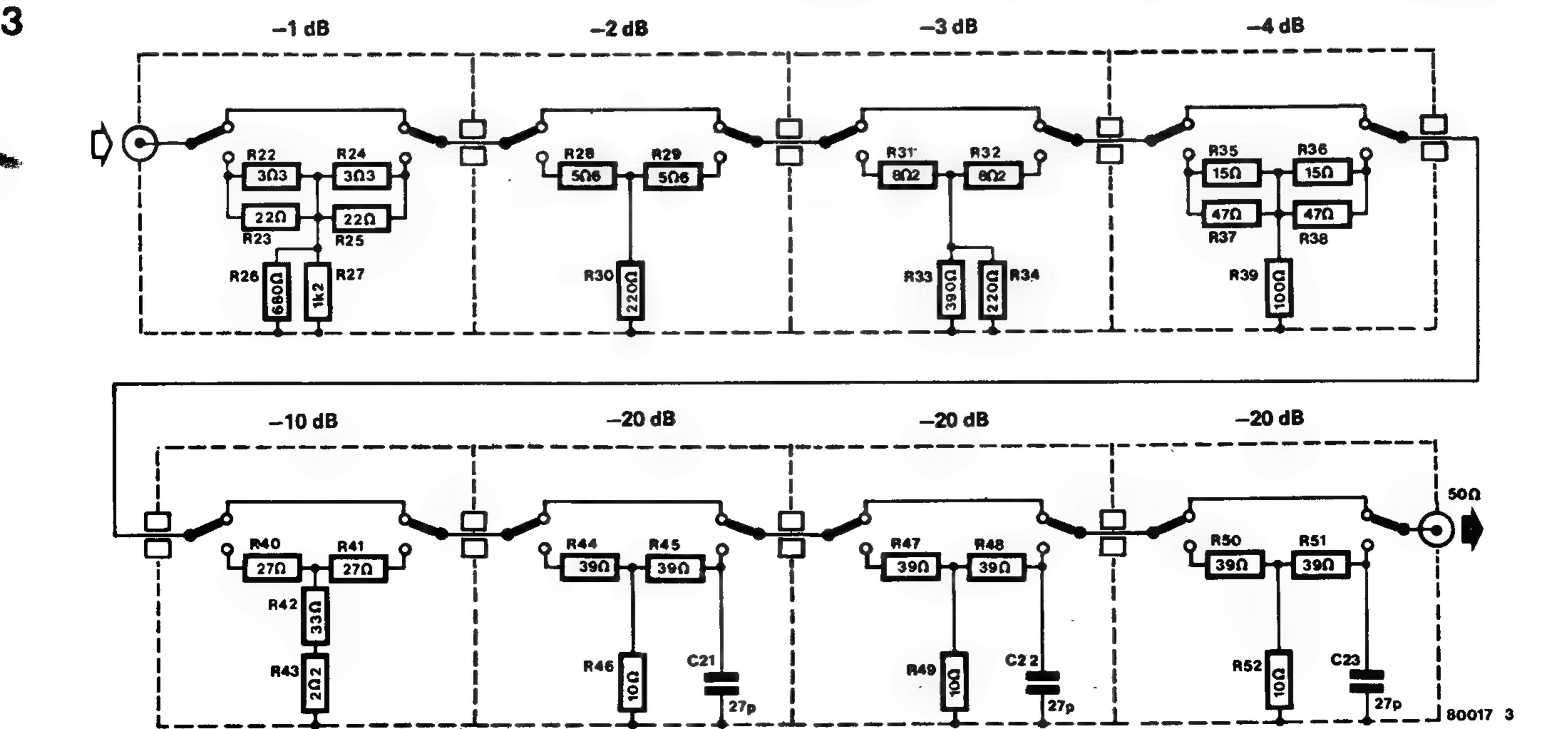
Tr1 = transformador
de 12V/50mA
Z1 = fusible lento de 100 mA.
S1 = interruptor de 12 posiciones.
S2 = interruptor de tres posiciones,
un circuito
S3 = interruptor doble

bucle de realimentación está formado por C13 y L13 (es decir, estos componentes determinan la frecuencia). Cuando el circuito recibe modulación exterior (S2 en la posición ext. MOD), IC1 trabaja como un simple amplificador, ya que T7 queda desconectado. Para obtener una portadora sin modular, bastará con poner S2 en su posición intermedia. El diodo LED D3 colocado en la base de T6, trabaja como divisor de tensión garantizando un ataque de la base de T6 constante, con lo cual la corriente que circula por T6 se mantiene invariable. Esto hace que el transistor FET T5 presente una impedancia constante en la salida (50 Ohmios). En la figura 3 se muestra el circuito de un atenuador, necesario para reducir la salida del transmisor y así poder trabajar con receptores de alta sensibilidad. Este dispositivo proporciona una atenuación de 0...80dB en pasos de 1dB, en una gama de frecuencias de 0...100MHz con una precisión de ±1dB. Los condensadores C21, C22 y C23 que figuran en los atenuadores de -20dB sirven para compensar las capacidades parásitas de los interruptores. (Fuente: Ham Radio, Octubre 1978, pág. 51.)

que permite el uso de un conmutador simple para variar la gama frecuencia de trabajo (que es de 50kHz a 30MHz). El conmutador utilizado es de 12 posiciones (un circuito) y conecta cada una de las doce bobinas (L1...L12) que determinan la frecuencia de oscilación. Una vez elegido el rango de frecuencia deseado, ésta se ajusta (ajuste fino) mediante el condensador C1. La corriente que pasa a través del amplificador diferencial, se mantiene a nivel constante mediante la fuente de corriente T3. El

valor de esta fuente de corriente está bajo el control de IC1 y puede ser variado mediante R6 y P1. Esto significa que el oscilador formado por T1/T2 está modulado en amplitud (P1 ajusta la profundidad de modulación). La modulación de la portadora puede hacerse de dos formas: por una señal de 1000Hz generada por el propio circuito, o por una señal externa. IC1 realiza dos funciones. En primer lugar, junto con el transistor T7, forma un oscilador de BF cuyo

ESPECIFICACIONES:
Gama de frecuencias: 50kHz...30MHz.
Impedancia de salida: 50 Ohmios.
Nivel de salida 50 Ohm:
250mV_{pp} < 300mV_{pp}.
Modulación interna: 0... 30 %, f = 1kHz.
Modulación externa: 0...30%, f = 100Hz...10kHz (con una tensión de entrada de 1V_{RMS} máx.).



4

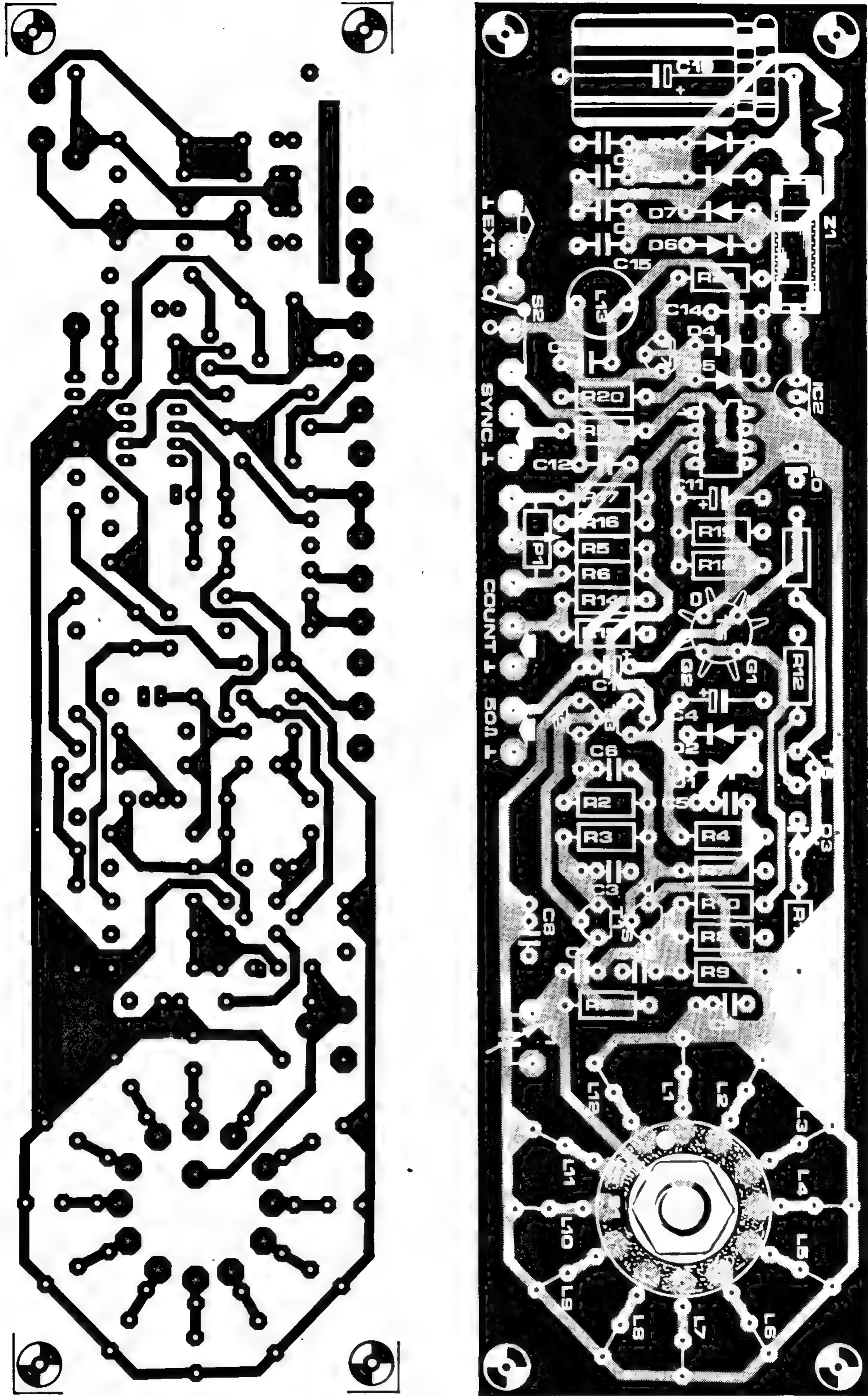


Tabla
posición del
conmutador

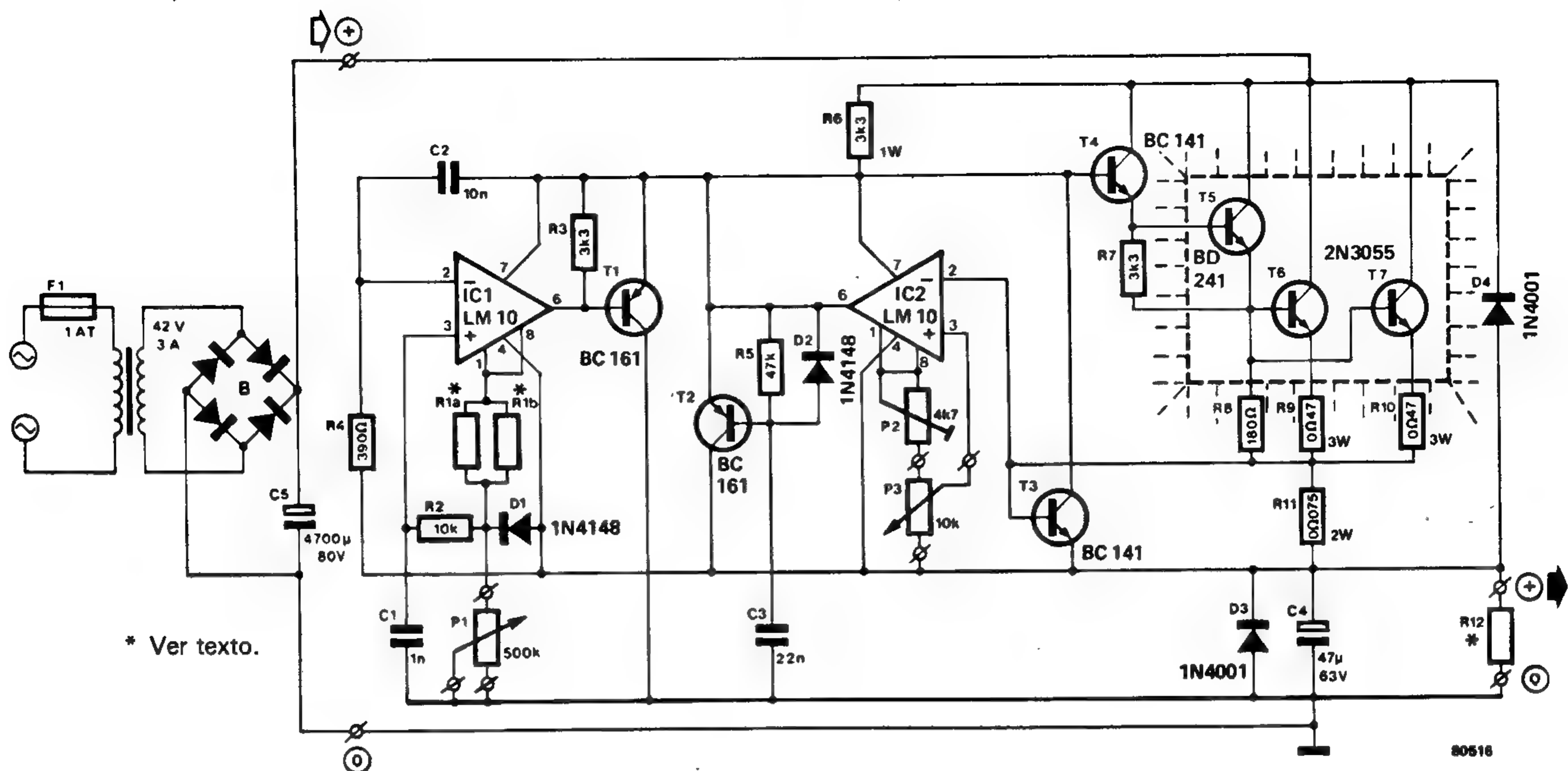
	Gama de frecuencia
1	47 – 97,8 kHz
2	80,3 – 145 kHz
3	140,8 – 253 kHz
4	237 – 428 kHz
5	412 – 770 kHz
6	654 – 1210 kHz
7	1,16 – 2,03 MHz
8	2,00 – 3,48 MHz
9	3,31 – 6,15 MHz
10	5,46 – 10,3 MHz
11	9,63 – 18,3 MHz
12	17,7 – 34,4 MHz

Lista de componentes
de la figura 3 (no incluidos
en la placa de circuito impreso)

- 1 dB
- R22,R24 = 3,3 Ω
- R23,R25 = 22 Ω
- R26 = 680 Ω
- R27 = 1k2 Ω
- 2 dB
- R28,R29 = 5,6 Ω
- R30 = 220 Ω
- 3 dB
- R31,R32 = 8,2 Ω
- R33 = 390 Ω
- R34 = 220 Ω

- 4 dB
- R35,R37 = 15 Ω
- R36,R38 = 47 Ω
- R39 = 100 Ω
- 10 dB
- R40,R41 = 27 Ω
- R42 = 2,2 Ω
- R43 = 33 Ω
- 20 dB
- R40,R45,R47,R48,R50,
- R51 = 39 Ω
- R46,R49,R52 = 10 Ω
- C21,C22,C23 = 27 p cerámico
- S4 ... S11 = interruptor de dos
posiciones, un circuito

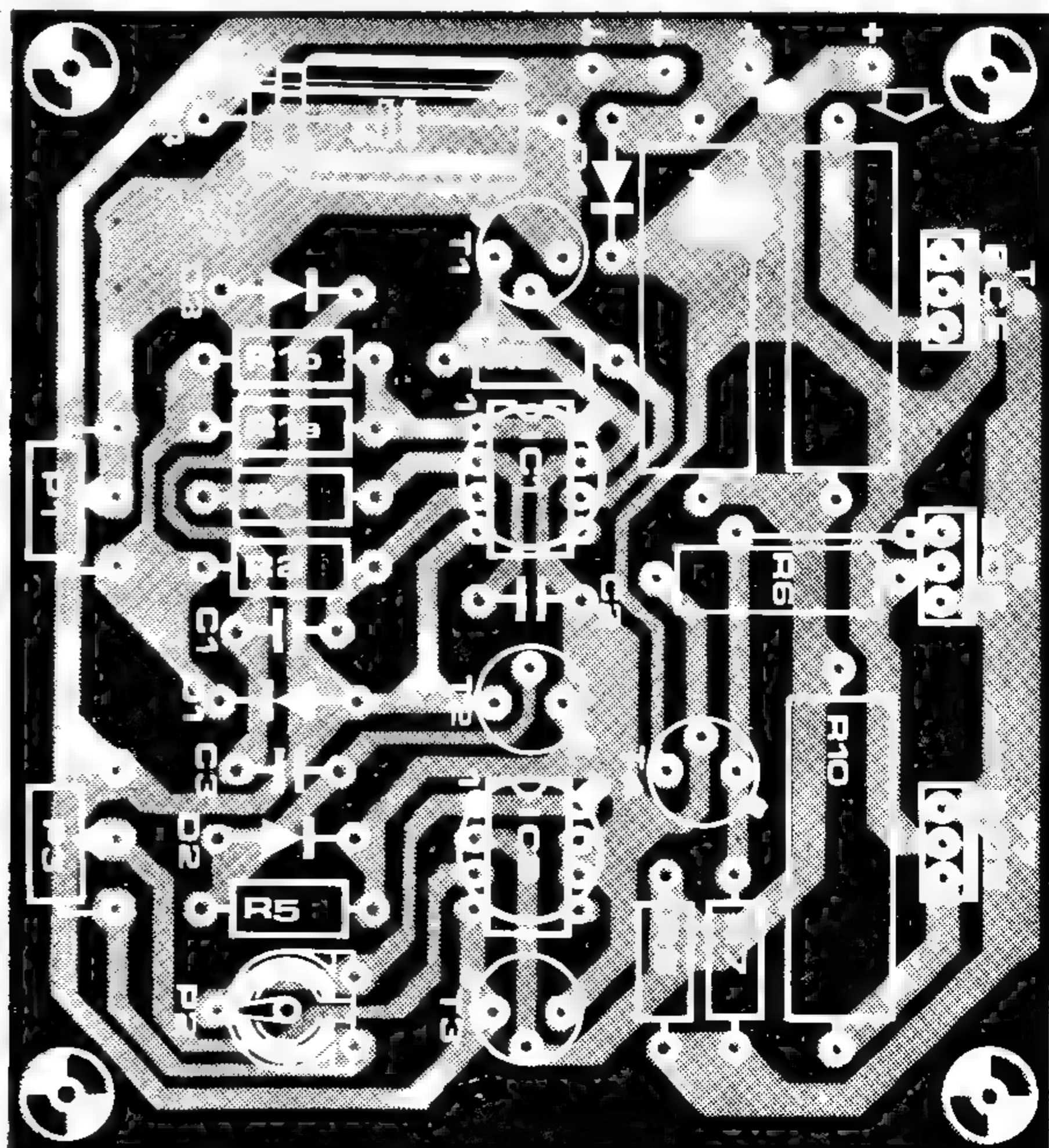
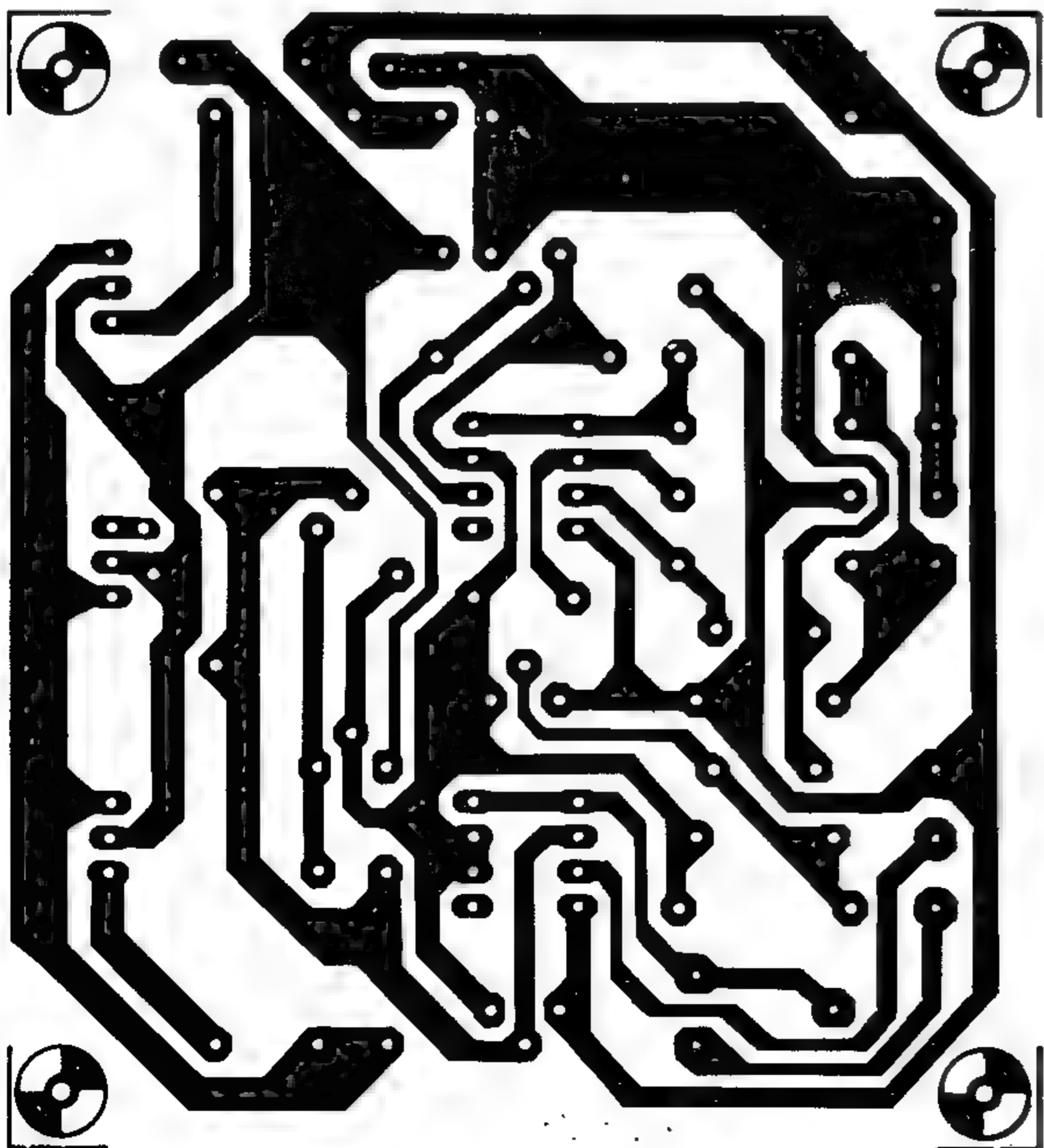
13 | fuente de alimentación variable de 0-50V/0-2A



Debido a su fuente de referencia interna, el LM10 es un circuito integrado perfectamente adecuado para utilizarlo en fuentes de alimentación. Si se emplean 2 circuitos integrados de este tipo, se podrá realizar una fuente de alimentación, de tensión y corriente variables. Además este montaje posee un protector contra cortocircuitos. La tensión de salida se ajusta linealmente mediante el potenciómetro P1, y la corriente (también linealmente) con P3. El potenciómetro ajustable P2 se emplea para regular la corriente de pico en la salida, hasta un máximo de 2A. La tensión máxima de salida puede fijarse, conectando una resistencia en paralelo con R1a; de esta forma se asegura una mejor estabilidad y una reducción del rizado.

La tensión de salida se estabiliza de la siguiente manera. La entrada inversora de IC1 se conecta el polo positivo de salida mediante la resistencia R4, mientras que la otra entrada (patilla 3 de IC1) se conecta a la unión de R2/C1. Este amplificador operacional tratará de eliminar las diferencias de tensión a través de su etapa buffer T1. Esto tiene como efecto el aumento (o disminución) de la corriente que circula a través de R6, con lo cual la caída de tensión servirá de control para la etapa Darlington de salida. El nivel de tensión que aparece en la unión de P1/R2 se genera de la siguiente forma. La patilla 1 de IC1, es la salida de referencia. No debe haber diferencia de tensión entre las dos entradas del amplificador operacional, en otras palabras, la unión R1-R2

queda conectada al mismo potencial que el terminal negativo (patilla 4) de IC1. La tensión de referencia en bornas de R1 será aproximadamente de 200mV para una corriente de aproximadamente 100 microamperios (que también circula por P1). Por lo tanto la caída de tensión en P1 será igual a 10^{-4} veces su resistencia. En esta situación existirá una diferencia de tensión en la entrada del amplificador operacional, lo que producirá la inmediata reacción de éste hasta que la tensión en sus entradas sea idéntica. Para estabilizar la corriente se realiza una comparación entre la tensión de referencia (tomada en el cursor de P3) con la caída de tensión en la resistencia R11 (a través de la cual pasa la corriente de salida). Debido a



Lista de componentes:

Resistencias:

R1a = 2k2
 R1b = Ver texto
 ajustable
 R2 = 10 k
 R3, R7 = 3k3
 R4 = 390 Ω
 R5 = 47 k
 R6 = 3k3/1 W
 R8 = 180 Ω
 R9, R10 = 0,47 Ω /3 W



R11 = 0,075 Ω /2 W (2 X 0,15 Ω en paralelo o resistencia bobinada)



R12 = 470 Ω /5 W

P1 = 500 k lin.

P2 = 4k7 preset

P3 = 10 k lin.

Condensadores:

C1 = 1 n

C2 = 10 n

C3 = 22 n

C4 = 47 μ /63 V

C5 = 4700 μ /80 V Ver texto

Semiconductores:

T1, T2 = BC 161

T3, T4 = BC 141

T5 = BD 241

T6, T7 = 2N3055

D1, D2 = 1N4148

D3, D4 = 1N4001

IC1, IC2 = LM 10C

Varios:

Tr = 42 V transformador de 36V/3A

B = B80C2200 puente rectificador de 200V/8A

que el LM10 no es un circuito demasiado rápido, se ha incluido un sistema de protección de corriente convencional (T3), el cual limita la corriente a un umbral fijo.

Para cada uno de los rangos elegidos, la tensión mínima de salida dependerá de la carga. Esto se debe a que la reducida corriente de alimentación de los operacionales está conectada también a la salida, por lo tanto es siempre aconsejable conectar una resistencia (R12) fija en la salida de

la fuente. Con una resistencia de 470 Ohmios (5W) la tensión mínima de salida medida en nuestro prototipo fue de 0,4V.

La tensión máxima de salida puede ajustarse con la resistencia R1b, y como ya se dijo anteriormente, no es conveniente que ésta sobrepase los 50V. En muchos casos será aconsejable aceptar un valor de trabajo inferior, utilizando un transformador con una salida de 36V de forma que el conden-

sador electrolítico de 4.700 microfaradios pueda sustituirse por otro del mismo valor pero con una tensión de trabajo de 63V (¡bastante más barato!).

Los transistores T5, T6 y T7 deberán montarse obligatoriamente en un refrigerador de grandes dimensiones. En la figura 2 se muestra la placa de circuito impreso y la disposición de componentes.

Nota de aplicaciones de National.

74 | comprobador de 555

Este temporizador integrado tan habitual ya en muchos de nuestros circuitos está alcanzando en estos últimos años una gran popularidad y desde luego en ningún caso innecesaria. Generalmente el 555 es un circuito fiable, sin embargo también tiene sus fallos. El circuito que se describe en este artículo proporciona un método simple y eficaz para comprobar el buen funcionamiento de este integrado.

El temporizador (es otra forma muy habitual de nombrar a los 555) bajo comprobación, IC1, se conecta como multivibrador astable. Cuando se cierra el contacto «prueba» (pulsando sobre el botón S1), el condensador C1 comienza a cargarse a través de las resistencias R1 y R2. Cuando la tensión en bornes del condensador alcanza el nivel de disparo, la báscula interna entra en funcionamiento y pone la patilla 7 a nivel bajo, con el fin de descargar C1. La báscula vuelve a su estado inicial cuando la tensión en bornas de C1 alcanza la tensión umbral del circuito integrado. En esta situación la patilla 7 pasa al estado alto, repitiéndose nuevamente el ciclo de carga del condensador. La salida (patilla 3) se lleva a dos diodos LED conectados en oposición. Cuando la patilla 3 está a nivel alto se enciende el LED D2 y se apaga D1. Estos diodos se encenderán y apagará alternativamente siempre que el circuito bajo prueba se encuentre en perfecto estado. Para los lectores que deseen dar otras aplicaciones al circuito, y por tanto necesiten modificar la frecuencia de encendido de los diodos, diremos que ésta viene determinada por los valores de R1, R2 y C1. La frecuen-

cia de oscilación puede calcularse mediante la fórmula:

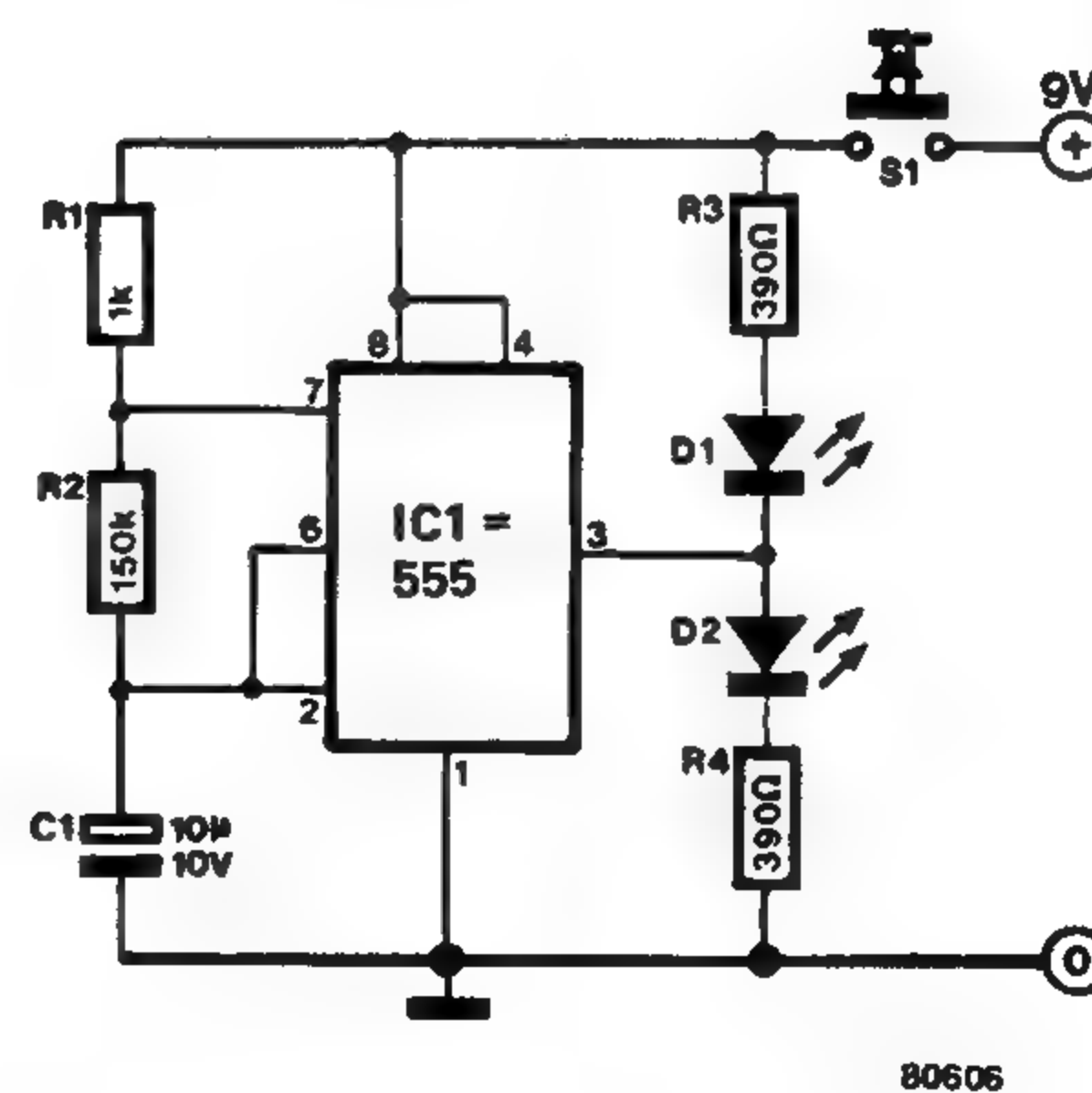
$$f = \frac{1,44}{(R1 + 2R2) \times C1}$$

Si, como ocurre en nuestro circuito, el valor de R2 es mucho mayor que el de R1, la fórmula anterior puede quedar reducida a:

$$f \approx \frac{0,72}{R2 \times C1}$$

Con los valores indicados sobre el esquema, la frecuencia es aproximadamente de 0,5Hz.

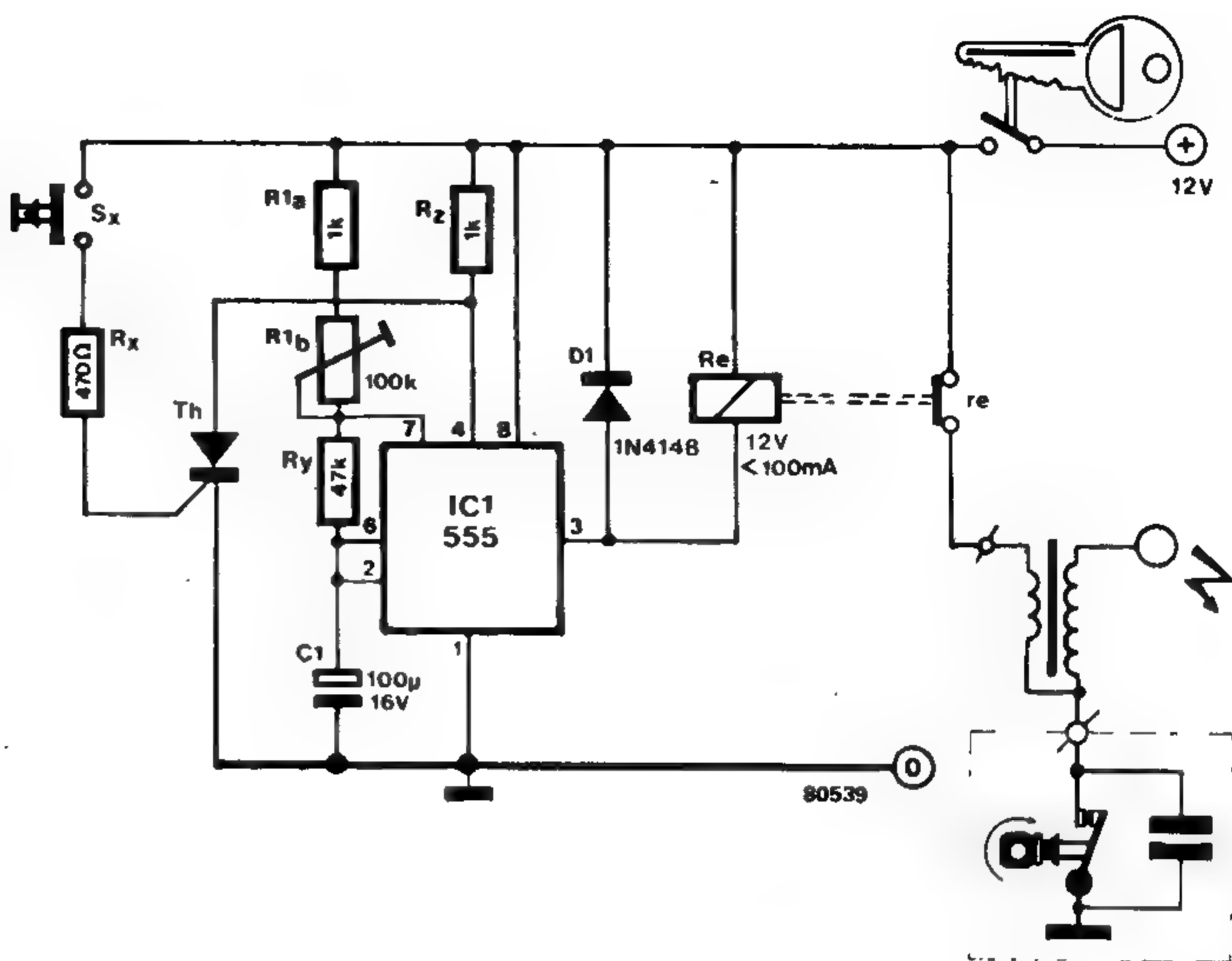
Se puede hacer que el montaje práctico sea de gran funcionalidad y sencillez, conectando los componentes directamente al soporte del circuito integrado, el cual se fijará previamente sobre la cara superior de la caja de montaje. Por supuesto, también se podrá realizar una pequeña placa de circuito impreso (Veroboard o similar), para dar al circuito un aspecto más «profesional». El consumo del circuito es muy bajo, es decir, bastará una simple pila de 9V para alimentarlo.



15 anti-robo astuto mejorado

El anti-robo «astuto» publicado en el especial del coche (revista N.º 12) presentaba un pequeño problema para aquellas personas de memoria *frágil*, ya que éste únicamente entraba en funcionamiento, si al salir del vehículo teníamos la precaución de poner el interruptor de alarma en posición «conectado». Con la modificación que se presenta aquí el circuito funcionará de una manera mucho más eficaz. En otras palabras, el anti-robo astuto funcionará en todo momento, hasta que sea desconectado mediante un pulsador (¡escondido!) al entrar en el vehículo.

Electrónicamente hablando, el método más sencillo de apagar el circuito es «bloqueándolo» mediante un tiristor. En el diagrama adjunto se indican claramente las modificaciones a realizar en el diseño original. El interruptor S1 que figuraba en el circuito original se ha omitido, siendo sustituido por un pulsador denominado S_x. Los únicos componentes extras son algunas resistencias y un tiristor. La resistencia R1 puede sustituirse por un potenciómetro, y el valor de C1 puede ser aumentado según las necesidades (recuérdese que este condensador es uno de los factores junto con R1 que determina el período de actuación del circuito). El tiempo de funcionamiento del anti-robo dependerá del ajuste del potenciómetro, pudiendo ser variado en un amplio margen.



Cuando se cierre el circuito de la llave de contacto, el relé Re abrirá y cerrará sus contactos a intervalos regulares simulando una avería mecánica. Si en este momento pulsamos el botón escondido (S_x) el tiristor entrará en conducción poniendo a cero el circuito (patilla 4 a nivel bajo), con lo cual el relé se activará manteniendo cerrados sus contactos y por tanto cerrando el circuito de encendido del vehículo. Tan pronto como se retire la llave de contacto el circuito

será automáticamente reactivado. Nótese que el relé está siempre activado cuando el coche está en marcha. Esto es una medida de precaución para evitar los rebotes de contactos debidos a las vibraciones producidas en el vehículo. Para conseguir que se produzca la situación inversa (es decir que el relé se desactive durante la marcha del vehículo) se deberá conectar el relé entre la patilla 3 de IC1 y masa.

16 medidor digital del ritmo cardíaco

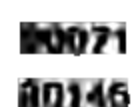
A la vista de tan gran variedad de circuitos interesantes en un mismo número, es seguro que el corazón de nuestros lectores comenzará a palpar apresuradamente, sin duda debido a la emoción. Previendo esta situación, el departamento técnico de ELEKTOR ha decidido publicar este artículo, con el fin de que cada lector pueda tener una medida exacta de su ritmo cardíaco (¡y de sus emociones!). Este dispositivo mide el tiempo transcurrido entre dos palpitaciones consecutivas del corazón, deduciendo de esta información el ritmo cardíaco (expresado en pulsaciones por minuto), y visualizándolo digitalmente sobre 3 dígitos de 7 segmentos. Las pulsaciones del corazón se captan mediante una lámpara miniatura y un fotodiodo, montados en una pinza situada en el lóbulo de la oreja. Como es sabido, a cada pulsación del corazón se produce un *bombeo* de sangre a todo el cuerpo, con lo que la densidad del tejido aumenta y por lo tanto la del lóbulo de la oreja. Esto produce una variación de la opacidad del tejido, que se aprovecha para obtener la medida del período de tiempo entre dos pulsaciones. Para obtener una vi-

sualización digital del ritmo cardíaco nuestro circuito trabaja de la siguiente manera: se cuentan el número de impulsos de un generador de reloj cuya frecuencia es de 166,7Hz, durante el intervalo entre dos pulsaciones. Efectivamente, para un ritmo de 60 pulsaciones por minuto, el periodo entre dos pulsaciones consecutivas es de un segundo, de forma que nuestro contador recibirá 166,7 impulsos. Esta señal se lleva a un contador programable de 256 bit, que divide a una señal de 10.000 impulsos aplicada a su entrada de reloj. Con este procedimiento se obtiene la visualización de un ritmo cardíaco de 60 pulsaciones por minuto, es decir,

$$\frac{10.000}{166} = 60.$$

El circuito electrónico funciona de la siguiente forma: las puertas N1 y N2 trabajan como oscilador de reloj, generando una señal de 1MHz. IC3 e IC4 dividen esta señal entre 6.000, con lo cual se obtiene la frecuencia de 166,7Hz anteriormente citada. La variaciones de corriente en el diodo sensor son amplificadas por IC1 e IC2, obteniendo así una señal de igual período que la

del ritmo cardíaco. IC6 recibe esta señal, entregando a su salida (patilla 3) un impulso cuya duración es exactamente igual al período entre dos pulsaciones del corazón. A continuación, y para evitar la influencia de las siguientes pulsaciones, se envía a IC6 una señal de inhibición. Para obtener una división entre 256, se conectan en serie los dos contadores contenidos en IC7. Estos contadores reciben la señal de 166,7Hz durante el intervalo entre dos pulsaciones. De esta forma para un ritmo cardíaco de 60 pulsaciones se obtendrá un impulso por segundo a la salida de IC6 (patilla 3) con lo cual IC7 contará 166 impulsos. Estos impulsos se transfieren a las entradas del contador programable IC8 que simultáneamente recibe otra señal de 10.000Hz, con lo que a su salida se obtiene una señal de 60 impulsos. El paso siguiente es contar estos impulsos (IC9) y visualizarlos en forma numérica. El circuito está diseñado para que IC8 no reciba más que un impulso de validación al final de la primera cuenta de los impulsos de 166,7Hz. En el flanco descendente de los impulsos de validación (10ms), IC10 dispara el contador durante un período aproxi-

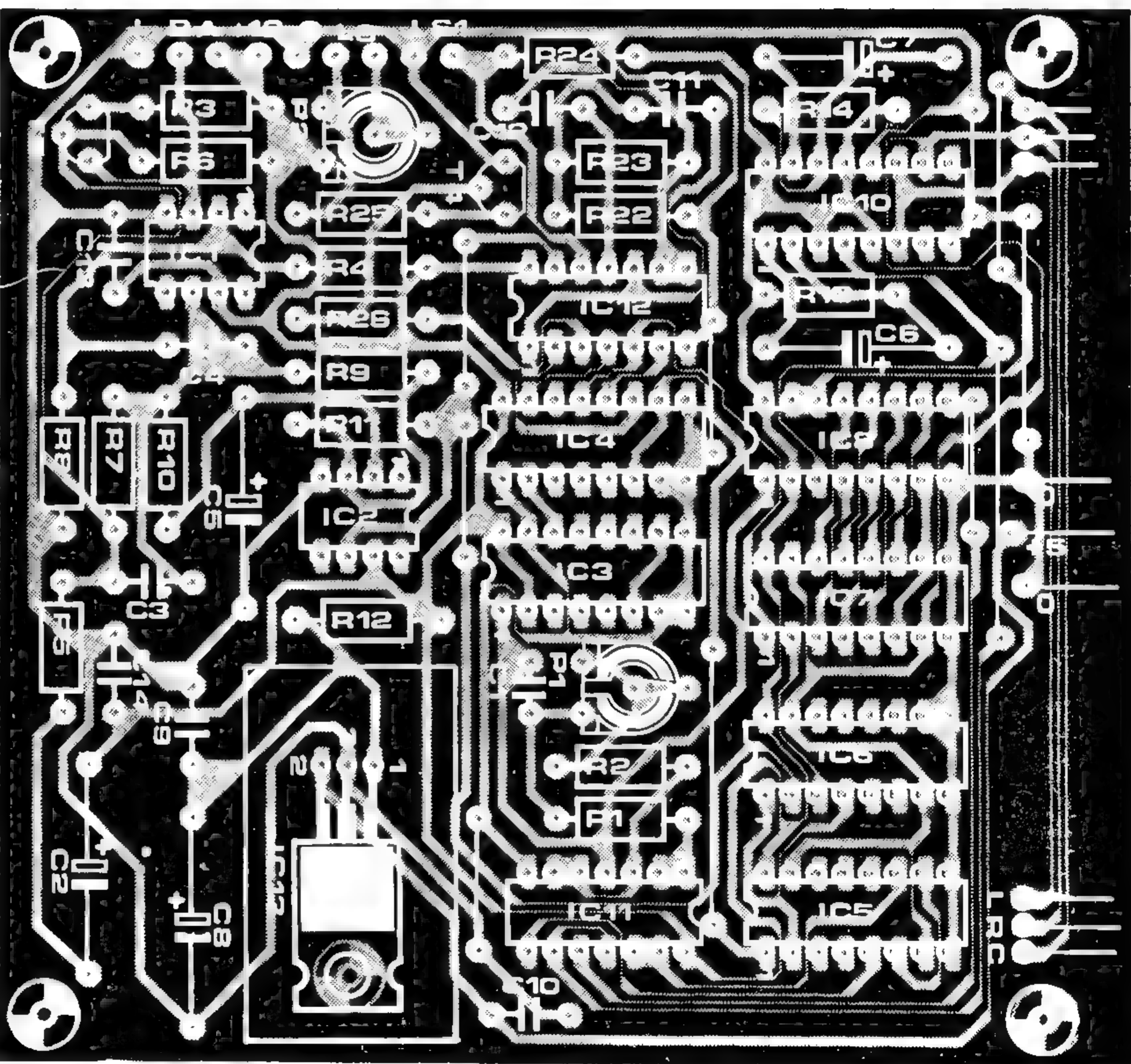
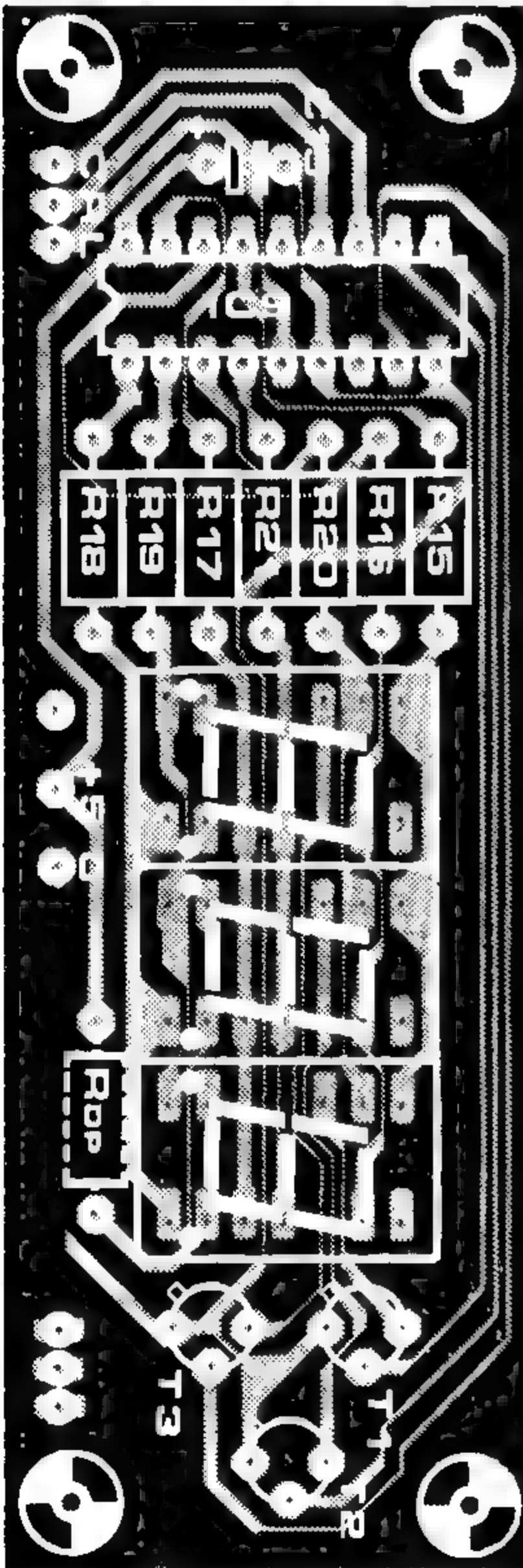
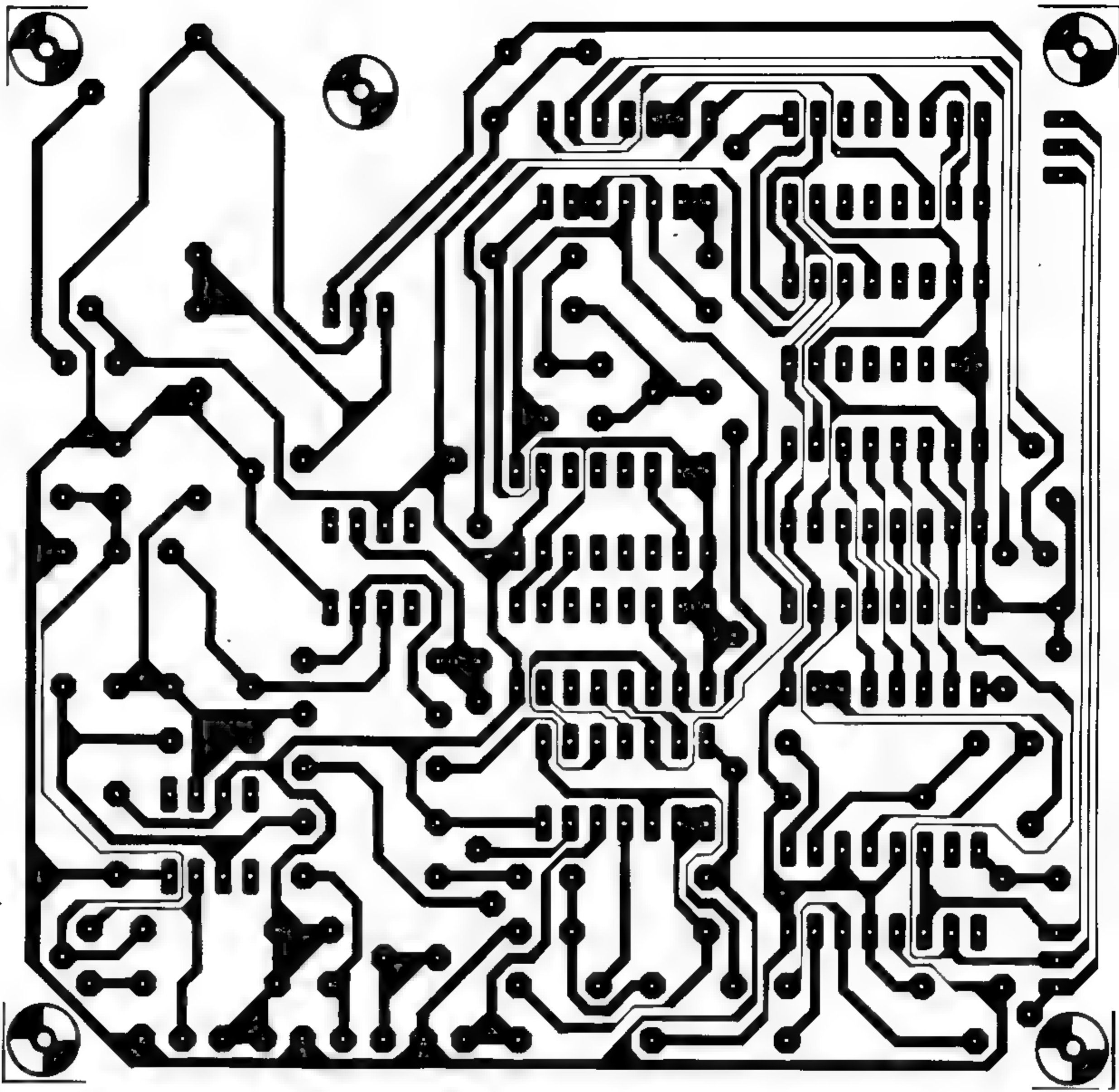
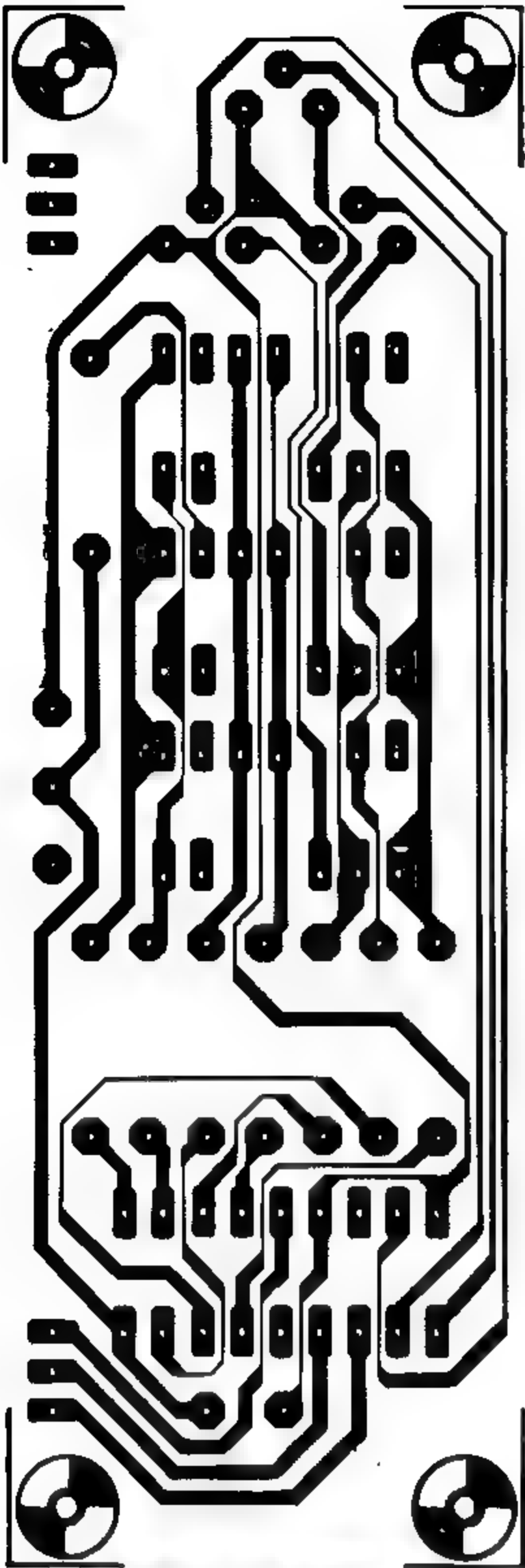


acústica de los impulsos cardíacos. La señal generada por el altavoz deberá ser uniforme siempre que el **captador** esté correctamente colocado.

El montaje completo **está** formado por dos placas de circuito impreso; la sección del visualizador se ha dispuesto en una placa separada, con el fin de **poderla** utilizar en otros montajes*.

Como es de suponer, este circuito debe quedar perfectamente aislado de la tensión de red, o aún mejor utilizar pilas secas para la alimentación del circuito.

*** Ver nota en la pág. siguiente**



Nota: La placa de circuito impreso que incluye este artículo se da única y exclusivamente a título orientativo y no se incluirá en el servicio de venta de circuitos impresos EPS.

Lista de componentes

Resistencias:

- R1,R3 = 4k7
- R2 = 1 k
- R4,R6,R8 = 100 k
- R5 = 1k2
- R7 = 1M2
- R9,R10 = 15 k
- R11 = 560 k
- R12 = 8Ω2, ½ W
- R13 = 8k2
- R14 = 330 k
- R15 ... R21 = 10 Ω
- R22 = 220 k
- R23 = 22 k
- R24,R26 = 47 k
- R25 = 47 Ω
- P1 = 1 k ajustable
- P2 = 100 Ω ajustable

Semiconductores:

- T1 ... T3 = BC 141
- T4 = BC 517
- T5 = BC 559C
- IC1,IC2 = 741
- IC3 ... IC6 = 4518
- IC7 = 4520
- IC8 = 40103
- IC9 = 74C928
- IC10 = 4528
- IC11 = 4011
- IC12 = 4081
- IC13 = 7805
- D1 = BPW 34/41

Condensadores:

- C1 = 220 p
- C2 = 47 μ/10 V
- C3 = 33 n
- C4 = 150 n
- C5,C8 = 47 μ/16 V
- C6 = 1 μ/16 V
- C7 = 10 μ/16 V
- C9,C10,C13,C14 = 100 n
- C11 = 680 n
- C12 = 10 n
- C15 = 10 μ/35 V tantaló

Varios:

- La1 = lámpara de 12 V, 1 W
- DP1 ... DP3 = HP 7760
- LS = altavoz miniatura de 8 ... 150 Ω
- S1 = SPST

17 | constrúyase fácilmente un stick de control

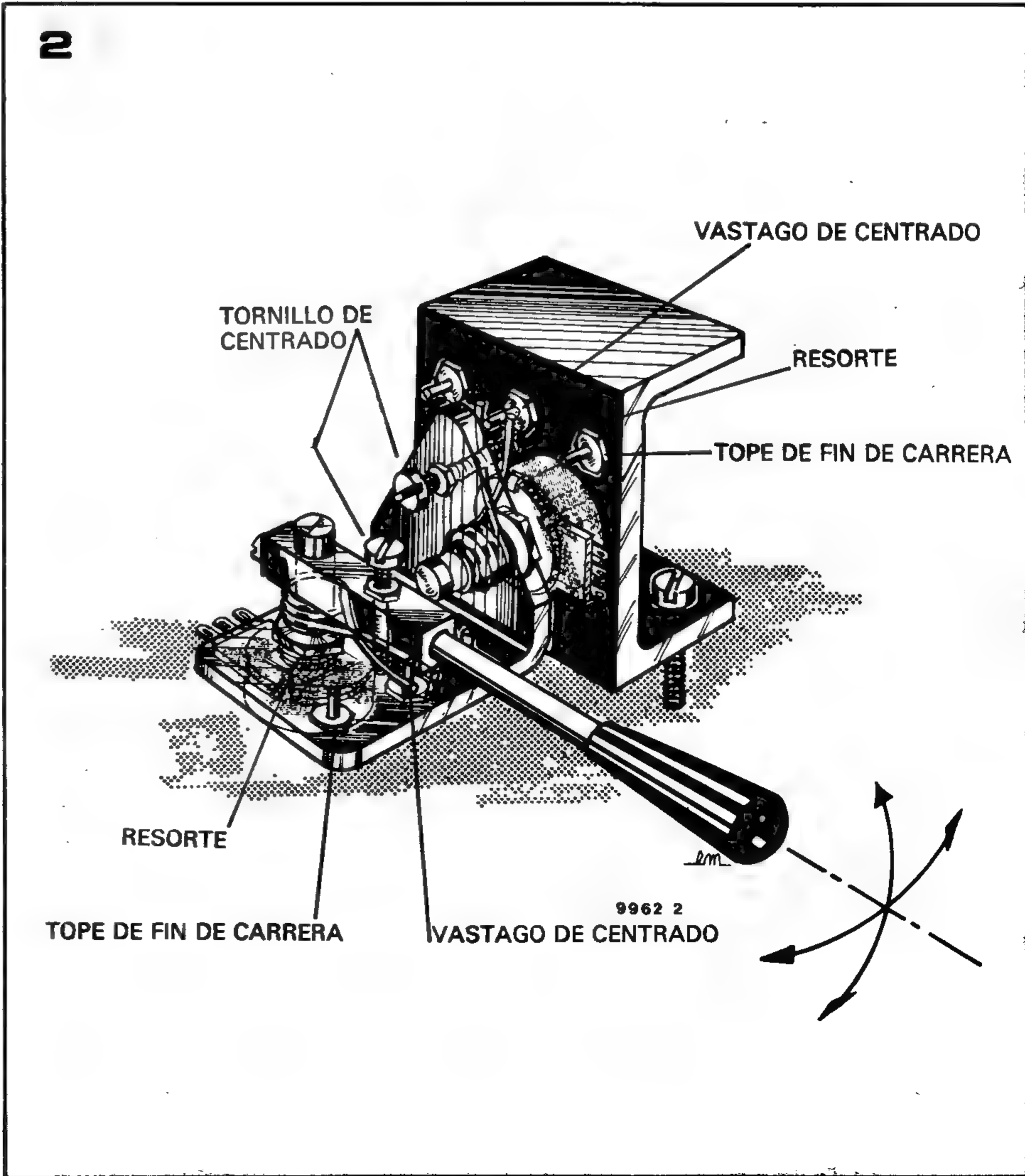
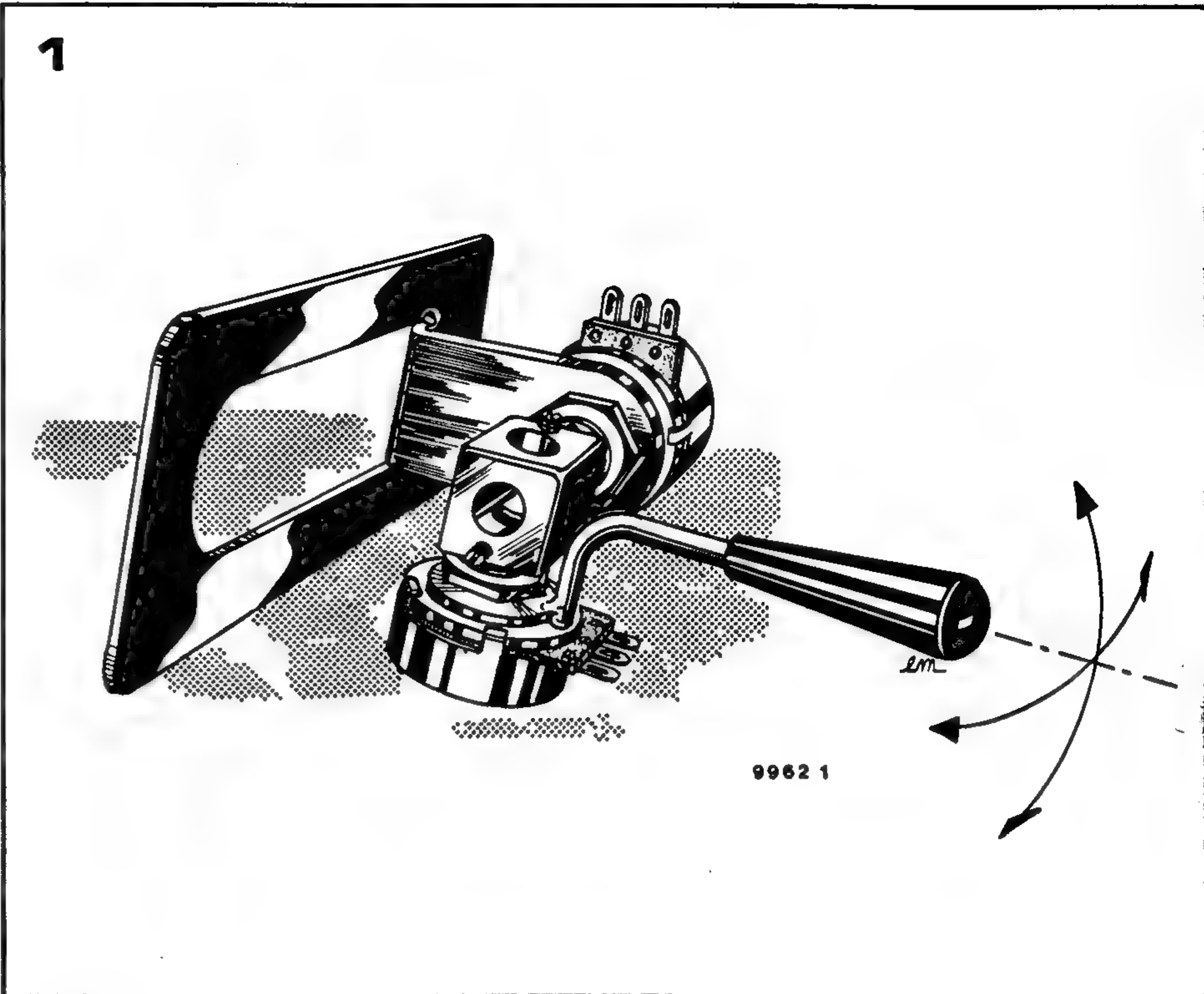
Los controles de tipo palanca están alcanzando cada vez mayor popularidad en el campo de los juegos electrónicos como ya lo hicieron en los dispositivos (emisores) de mando a distancia para modelos reducidos de barcos y aviones. Uno de los mayores inconvenientes que presenta este tipo de controles, es evidentemente su precio (el costo de una palanca de control, indudablemente es muy superior al de dos potenciómetros sencillos).

Suponiendo que la estética no es el factor primordial, resultará muy fácil construir una palanca de control (normalmente conocida como «stick»). En las figuras 1 y 2 se muestran los diagramas de construcción de dos versiones diferentes de un stick de control; la primera de ellas de menor dificultad que la segunda.

En la versión sencilla (mostrada en la figura 1), los ejes de los potenciómetros están colocados en ángulo recto. Esto puede conseguirse de varias formas; utilizando una pieza de latón o plástico dotada de 2 orificios perpendiculares en los que posteriormente se introducirán los ejes de los potenciómetros. Uno de los potenciómetros permanece fijo, mientras que el otro se monta solidario a la pieza móvil.

En la figura 2 se muestra una versión algo más complicada pero también más perfeccionada. El principio de funcionamiento, básicamente es el mismo: dos potenciómetros (normales) colocados en ángulo recto. Sin embargo, en este caso se han incluido dos resortes, con el fin de conseguir que la palanca de control retorne automáticamente a la posición neutra (central). Obviamente la construcción de esta segunda versión es comprensiblemente más complicada. Uno de los potenciómetros se montará sobre una base fija, colocando sobre el eje del mismo una escuadra de metal (o plástico) que servirá como soporte al segundo potenciómetro. El resorte en forma de «trenza» representado en la figura en torno al cuello roscado del potenciómetro, rodea el tornillo solidario a la escuadra móvil citada anteriormente, de forma que al mover la palanca, el tornillo empujará también uno de los extremos del resorte, quedando el otro extremo retenido por el vástago de centrado. Estos tienen por objeto hacer que la palanca retorne a su posición central al dejar de aplicar una presión sobre ella. Se han dispuesto dos vástagos adicionales perpendiculares a la escuadra móvil que actúan como topes (final de carrera) para el movimiento de la palanca. El segundo potenciómetro se montará en la cara horizontal de la escuadra móvil, y al igual que el primero se le dotará de un resorte, un vástago centrado y dos topes de fin de carrera. Como fácilmente puede apreciarse en la figura, el stick de mando (junto con el tornillo centrado) se deberá montar sobre el eje del segundo potenciómetro (colocado horizontalmente sobre el diagrama).

G. Wünsch.



18 | indicador de fallos para las luces del coche

Muy a menudo circulamos durante varias semanas con las luces (intermitentes o de posición, etc.) fundidas, hasta que un agente de policía llama nuestra atención sobre este hecho. Esto puede evitarse fácilmente con la ayuda del circuito que se publica en este artículo.

Un diodo electroluminiscente (LED) montado en un lugar conveniente del tablero de mandos se apaga cuando una de las lámparas se funde. Este es el sencillo funcionamiento de nuestro circuito. Obviamente se podrán conectar varios circuitos similares para controlar las diferentes lámparas o grupos de lámparas.

En el circuito propuesto, la corriente que alimenta el grupo de lámparas, pasa por el arrollamiento de excitación de un relé REED. Si una de las lámparas se funde, la corriente deja de circular, con lo cual el relé se desexcita y el diodo LED se apaga. El número de vueltas del arrollamiento de excitación debe ser suficientemente grande para que la corriente nominal de la lámpara excite el relé, y a la vez suficientemente pequeño para que el relé quede desactivado en caso de que se produzca la fusión de una sola lámpara.

En general, un relé necesita de 30 a 100AV (amperios · vuelta: producto de la corriente por el número de vueltas). Teniendo en cuenta el valor relativamente elevado de la intensidad absorbida por las lámparas de un coche, en nuestro circuito, sólo serán necesarias algunas espiras para conseguir un arrollamiento de excitación adecuado. Por ejemplo, para los faros delanteros, la corriente es de aproximadamente 7,5A (para una tensión de 12 voltios). Un relé REED previsto para 50AV, no precisará más que 7 espiras para

controlar el circuito de alumbrado. Si una de las dos lámparas se funde, la corriente en el circuito de excitación disminuirá a la mitad, con lo cual el relé abrirá sus contactos y el diodo LED se apagará.

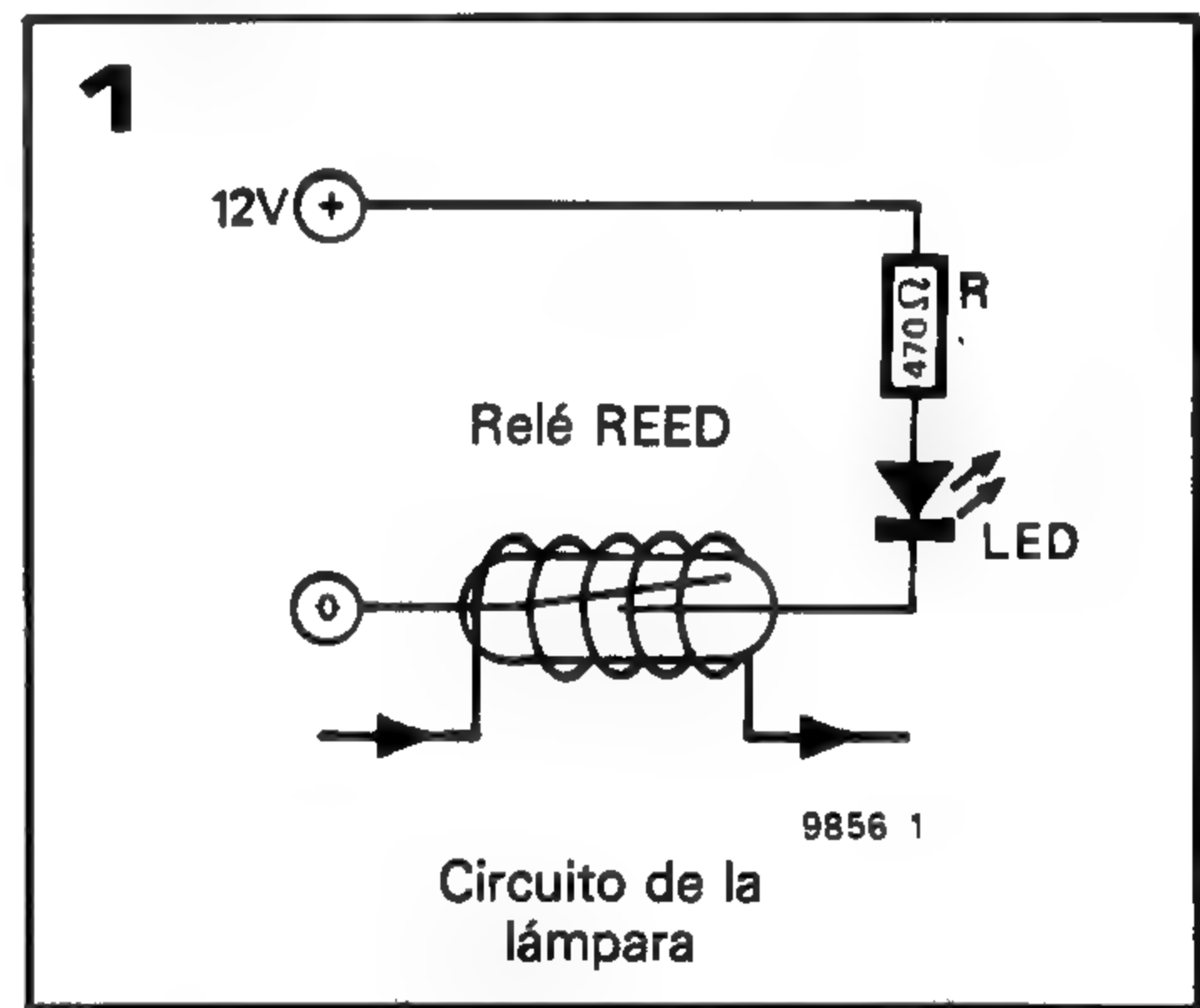
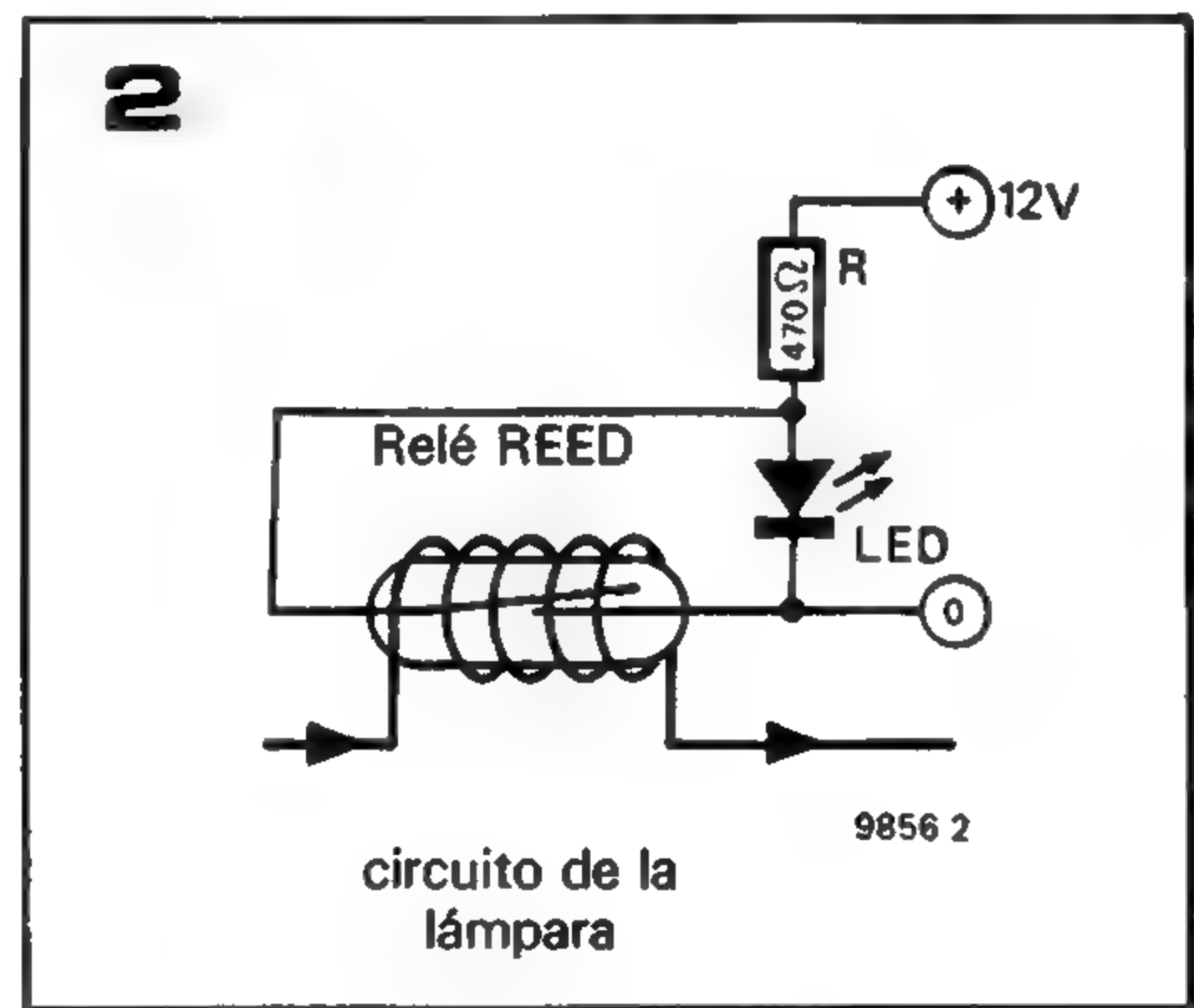
Se puede utilizar también el circuito de la figura 2, en el que el diodo electro-luminiscente (LED) se enciende cuando se funde alguna de las lámparas bajo control. Este circuito proporciona una señal de alarma de mayor eficacia, sobre todo teniendo en cuenta que, generalmente, los conductores llegan a acostumbrarse a observar una luz encendida en el panel de mandos, y que ésta pasa generalmente desapercibida cuando deja de lucir; sin embargo, el circuito de la figura 1 incluye su propio circuito de protección puesto que si alguno de los componentes falla, el LED se apaga (¡ningún componente posee una vida ilimitada!).

Para asegurar un funcionamiento satisfactorio del sistema de alarma se recomienda utilizar distintos tipos de relés REED para controlar los diferentes circuitos de iluminación, puesto que cada uno de ellos trabaja con corrientes diferentes, es decir, será

necesario disponer de un relé diferente para las luces de posición y otro para las luces del «pare», etc. También se puede utilizar un solo relé para controlar simultáneamente el intermitente derecho y el izquierdo, bobinando dos arrollamientos sobre un mismo relé. Sin embargo, no es recomendable controlar un circuito o un conjunto de circuitos en los que dos o más lámparas se enciendan simultáneamente.

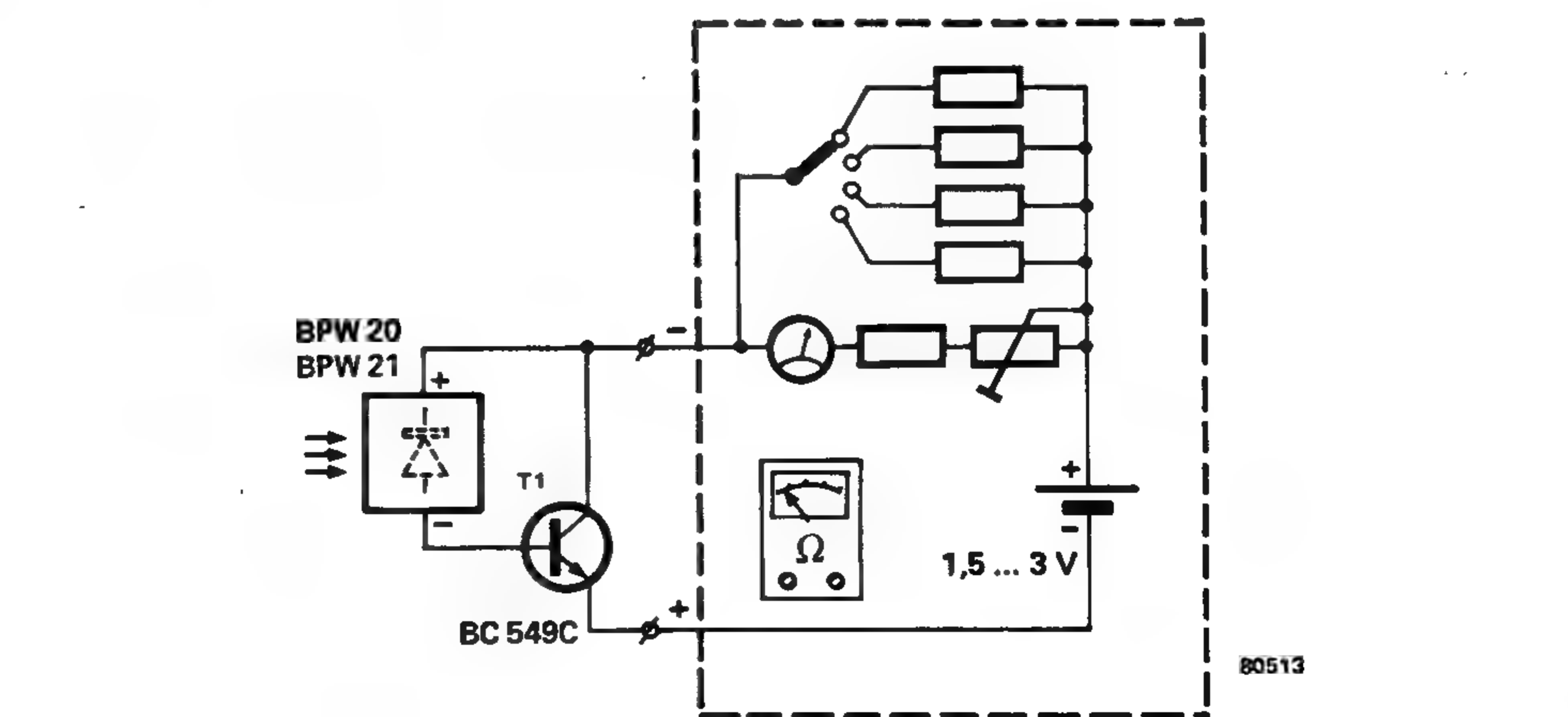
Si se utiliza el circuito de la figura 2, la alimentación para el diodo LED deberá tomarse después del interruptor que controla la lámpara. De esta forma, cuando se desexcita el relé por la desconexión voluntaria del circuito, no se encenderá el diodo LED ya que éste también queda desconectado de la alimentación.

Es importante hacer notar que el diámetro del hilo utilizado para bobinar el relé debe ser al menos tan grueso como el del cableado del automóvil, o de lo contrario se corre el riesgo de provocar una caída de tensión demasiado elevada en el arrollamiento del relé, que entre otras cosas podría producir un excesivo calentamiento.



19 | fotómetro económico

Como sabrán la mayoría de los aficionados a la fotografía, cuando se revelan placas resulta muy útil disponer de un medidor de luz. Por supuesto, cuanto más perfecto sea el aparato mejor cumplirá su función; pero como puede verse en la figura un simple circuito también puede ser efectivo. El circuito de medida se basa en un fotodiodo, que normalmente (como en las cámaras fotográficas y cámaras de cine) entrega la tensión suficiente para atacar directamente al galvanómetro de medida. Sin embargo, a veces la luz proyectada por una ampliadora no es suficiente para mover la aguja del galvanómetro. Desafortunadamente este hecho pone fin a los diseños sencillos que carecen de batería. Una solución brillante sería conectar nuestro fotómetro a un multímetro ordinario preparado para medir resistencias, tal como se indica en la figura (recuadrado en línea de trazos). Recuérdese que el polo positivo de la batería de los polímetros se corresponde con la punta de prueba negativa en la escala de resistencias.

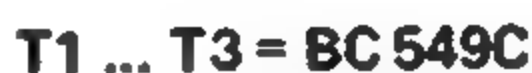


El circuito funciona de la siguiente forma: el diodo detector se conectará entre la base y el colector del transistor T1 (BC549C). Con esta disposición, cuanto más luz incida sobre el diodo, tanto más conducirá el transistor, puesto que la corriente de base aumentará en función de la luz. Los incre-

mentos de corriente de colector son lineales para este entorno de valores y por consecuencia podremos trabajar con una escala lineal de valores (la del polímetro, por ejemplo).

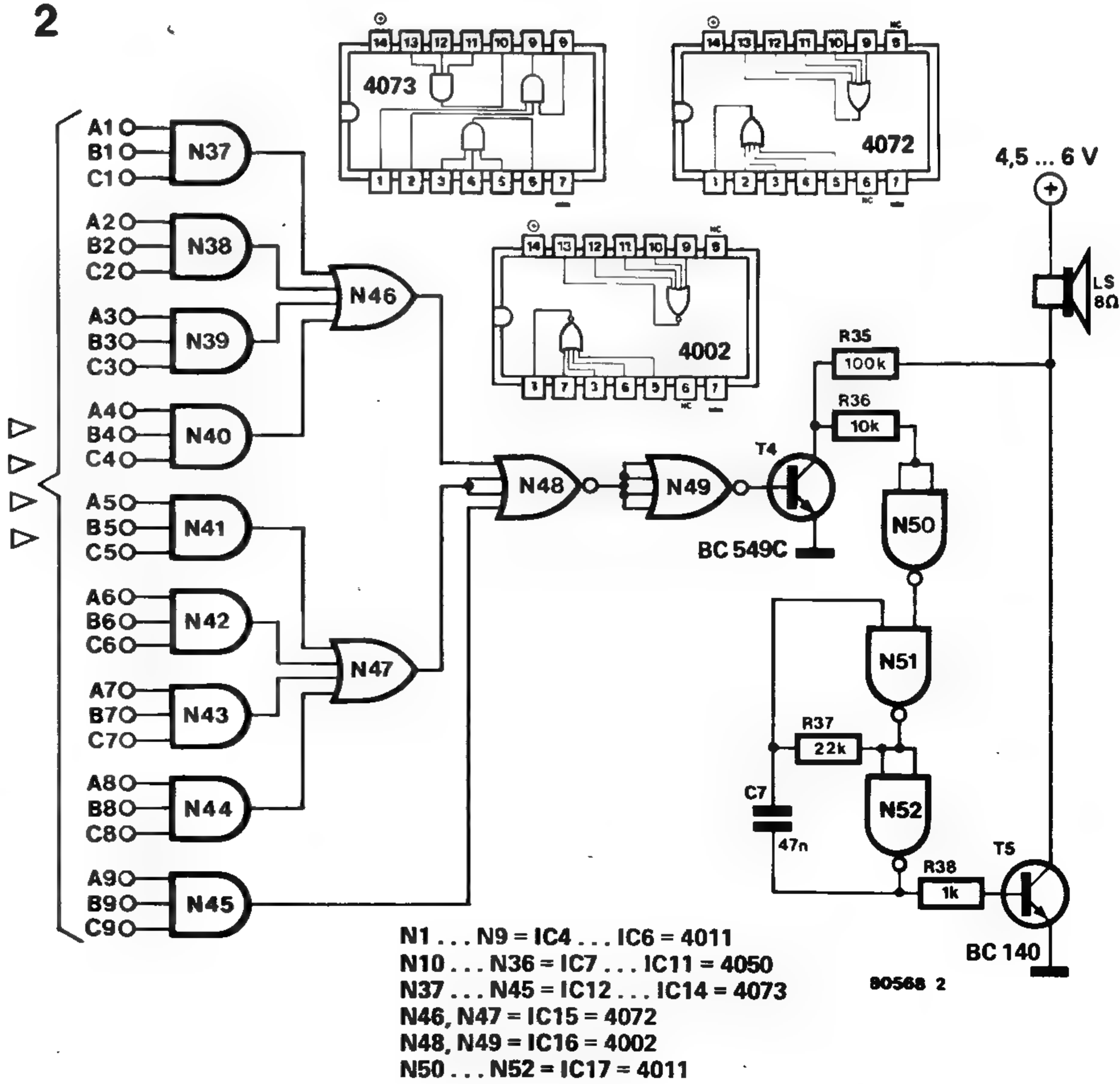
A. Vis.

H



80568 1

2



vantar el dedo de la placa sensible, únicamente queda encendido (aleatoriamente) un LED de cada fila. Si los indicadores encendidos señalan el mismo número, un zumbador le anunciará que acaba de conseguir el premio. Aunque el esquema del circuito parezca bastante complejo, su funcionamiento es particularmente simple. Al activar el contacto sensible al tacto S1, los transistores T1...T3 activan 3 osciladores (formados en torno a las puertas N1...N9) que generan las señales de reloj correspondientes para los 3 contadores decimales (IC1, IC2, IC3). De esta forma las salidas 0...9 de los con-

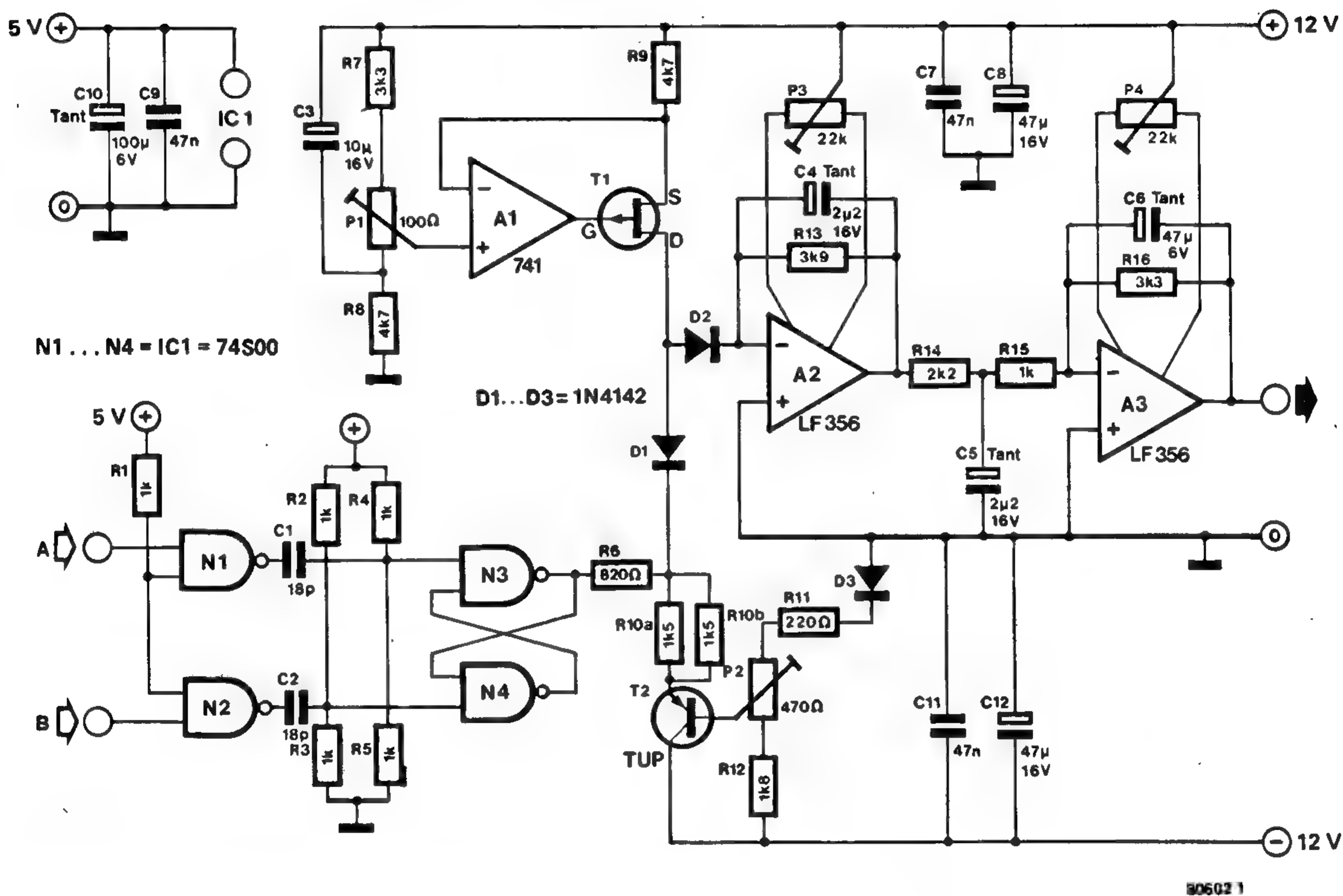
tadores pasarán a nivel alto secuencialmente. Aunque en la representación del esquema (por motivos de simplificación) no aparezcan todas las conexiones de los LEDs, hay que puntualizar que cada salida de los contadores va conectada a una etapa buffer en serie con una resistencia y un LED (a excepción de la salida «9» que se emplea como señal de puesta a 0). De esta forma los LEDs se encenderán uno tras otro hasta que se libere el interruptor táctil. Al levantar el dedo del interruptor S1, los osciladores siguen funcionando durante un cierto tiempo antes de pararse totalmente. Este período de tiempo depende de los va-

lores de la célula RC conectada en el colector de los transistores T1...T3. Cuando los osciladores se detienen definitivamente, sólo una salida de cada contador quedará a nivel alto. Si por suerte, quedan 3 LEDs encendidos con el mismo número, el circuito comparador formado por los integrados IC4...IC6 detectará esta condición, llevando al estado de saturación el transistor T4. En esta situación el oscilador de audio formado por IC7 se activará, generando una señal acústica (amplificada por T5 que ataca el altavoz).

B. Jouet.

21 fasímetro

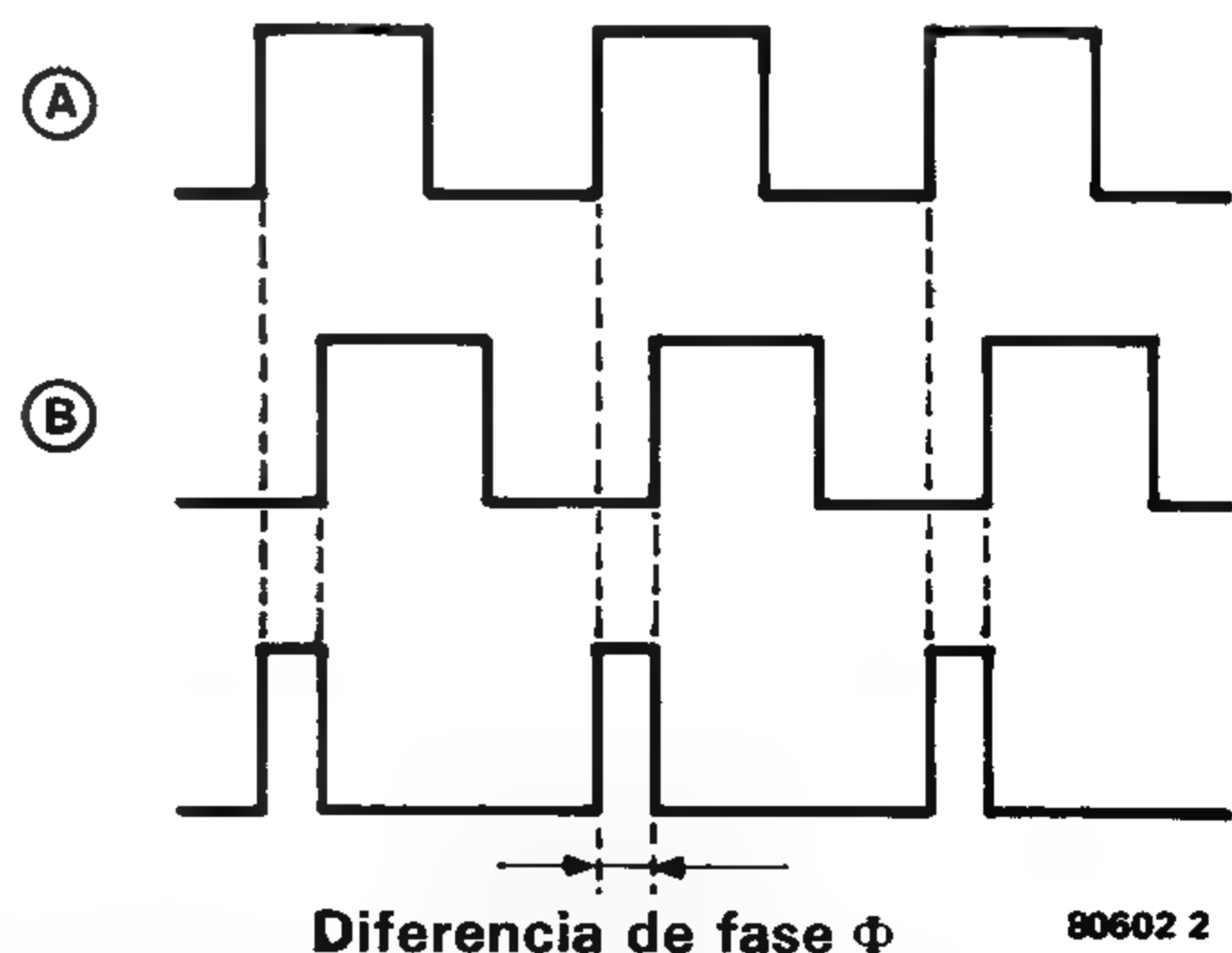
1



El circuito que se presenta en este artículo es de gran utilidad puesto que puede realizar medidas de fase con precisión hasta una frecuencia de 1MHz. Si el circuito se realiza con suficiente cuidado, y se emplean componentes de buena calidad, es posible alcanzar una precisión de 0,1° para frecuencias de hasta 100kHz (¡no está nada mal verdad!). Las dos señales de entrada, A y B, se inyectan a las entradas de una báscula RS formada por las puertas NAND N1...N4. Como puede verse en la figura 2 esta báscula genera impulsos cuyo período es directamente proporcional a la diferencia de fase entre las dos señales. En términos más exactos, la báscula entrega impulsos cuya relación de trabajo es proporcional al desfase de ambas señales, para una frecuencia comprendida en la gama anteriormente citada. El amplificador operacional A1 y el transistor T1 junto con sus componentes asociados constituyen un generador de corriente. Los diodos D1 y D2 hacen que la

corriente entregada por este generador pase únicamente por la entrada del integrador A2 cuando la salida de la báscula RS alcanza el nivel alto. Por consecuencia, a la salida del integrador obtendremos una señal que es el fiel reflejo de el valor medio de la señal producida por la báscula y por tanto de su relación cíclica (ciclo de trabajo). A3 trabaja como filtro para eliminar las ondulaciones (rizado) e invertir la señal procedente del integrador. La tensión disponible a la salida de A3 viene determinada por la diferencia de fase entre las dos señales. Por ejemplo para un desfase de 180°, se medirá en la salida de A3 una tensión de 1,8V (cuando el montaje está calibrado). El potenciómetro P2 sirve para fijar la tensión en la unión D1/R6. Esta tensión debe ser de +0,6V cuando la salida de N3 esté a nivel alto (R5 cortocircuitada), y de -0,6 cuando dicha salida esté a nivel bajo (R3 cortocircuitada). Con la salida de N3 a nivel bajo se ajustarán los potenciómetros P3 y P4 de forma

2



que las tensiones en la salidas de A2 y A3 sean nulas (esto último es de bastante importancia). Finalmente, con la salida de N3 a nivel alto (R3 cortocircuitada) se ajustará el potenciómetro P1 para obtener una tensión de 3,6V a la salida de A3.

N. Nazoa-Ruiz.

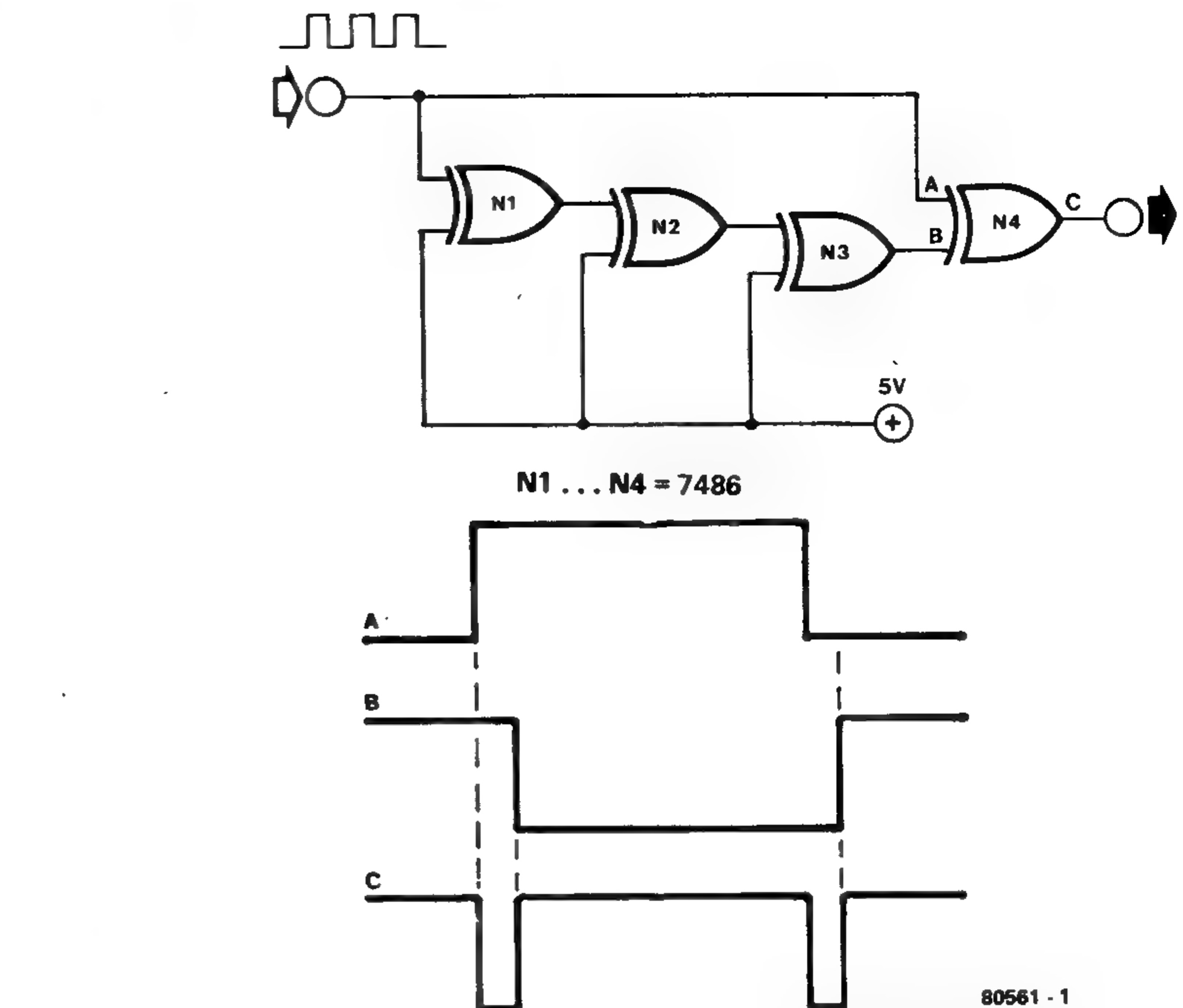
22

detector de flancos exor

Este simple circuito detector de flancos puede emplearse en multitud de aplicaciones. Se basa en el retraso de propagación de las puertas EXOR. El circuito proporciona un pulso de salida cuando en la entrada se introduce un impulso (tanto positivo como negativo). La señal de entrada se inyecta en una de las entradas de la puerta N4. Por otra parte, se hace pasar la señal de entrada a través de las puertas N1, N2 y N3, con lo cual se introduce un cierto retraso a la señal de entrada, que a la salida de la puerta N3 se conecta a la segunda entrada de la puerta N4. Es decir, la puerta N4 recibe la señal sin procesar por la primera de sus entradas; y por la segunda, recibe la misma señal pero retardada.

En el caso del 7486 (cuádruple puerta EXOR), el tiempo de retraso (es decir el tiempo que tarda la señal en recorrer los circuitos internos de la puerta) es del orden de 15 ns. Por lo tanto la señal procesada llegará a la entrada B de N4 con un retraso de: $3 \times 15\text{ns} = 45\text{ns}$.

Como es sabido, la salida de una puerta EXOR toma el nivel bajo siempre que sus dos entradas están al mismo nivel lógico; es decir, la puerta N4 dará un impulso ne-



gativo cuyo período será igual al tiempo de propagación de las puertas N1...N3.

Obviamente este circuito puede ser de mucha utilidad como doblador de frecuencia.

23

decodificador para visualizador hexadecimal

No es frecuente encontrar un decodificador que convierta y ataque directamente un visualizador de 7 segmentos. Con la ayuda del programador de PROM publicado en este mismo número y una memoria PROM convenientemente programada puede solucionarse fácilmente el problema.

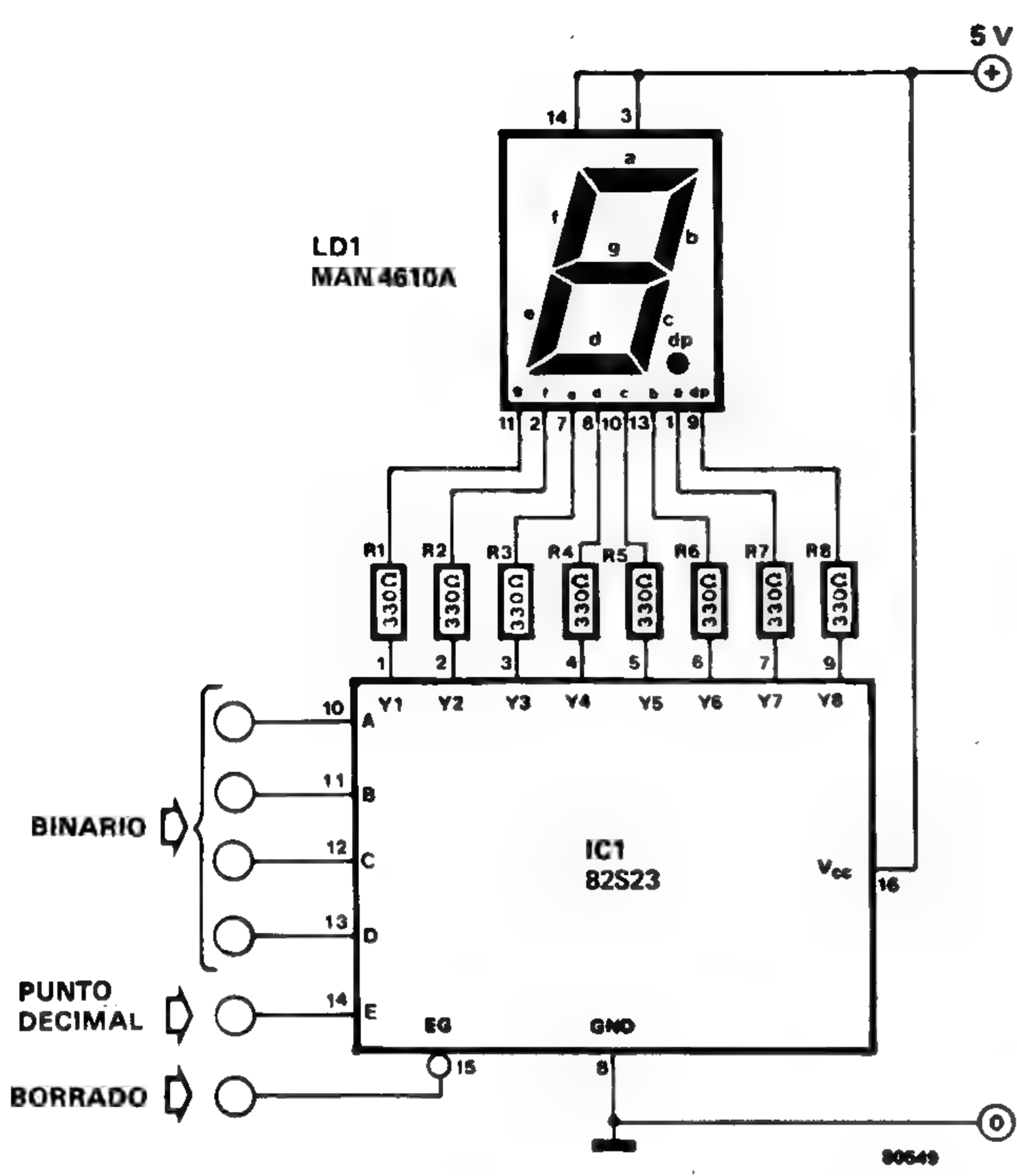
La memoria 82S23 posee exactamente el número de bits necesarios (32×8 bits) para realizar un decodificador del tipo citado anteriormente. Las 8 salidas de la memoria PROM se emplean para controlar los 7 segmentos del visualizador, y el punto decimal. Cuando en la entrada de «borrado» (blank) aparece un 1 lógico, el visualizador se apaga.

El visualizador empleado en este circuito es del tipo MAN4610A, si bien pueden emplearse cualquier otro tipo de ánodo común, en cuyo caso es de esperar que el patillaje sea diferente al indicado en el diagrama.

Para que la memoria PROM pueda ejecutar su trabajo es preciso primeramente programarla. El listado del programa de conversión de binario a 7 segmentos se muestra en la tabla adjunta. Invertiendo los datos de entrada, obviamente se podrán emplear visualizadores de cátodo común.

Teóricamente puede sustituirse el circuito 82S23 por la PROM 74S88 ($32 \times \text{bit}$); sin embargo, esta última no puede ser programada por el programador de PROM descrito en este mismo número, aunque el programa y la disposición de patillas sean las mismas para ambas memorias.

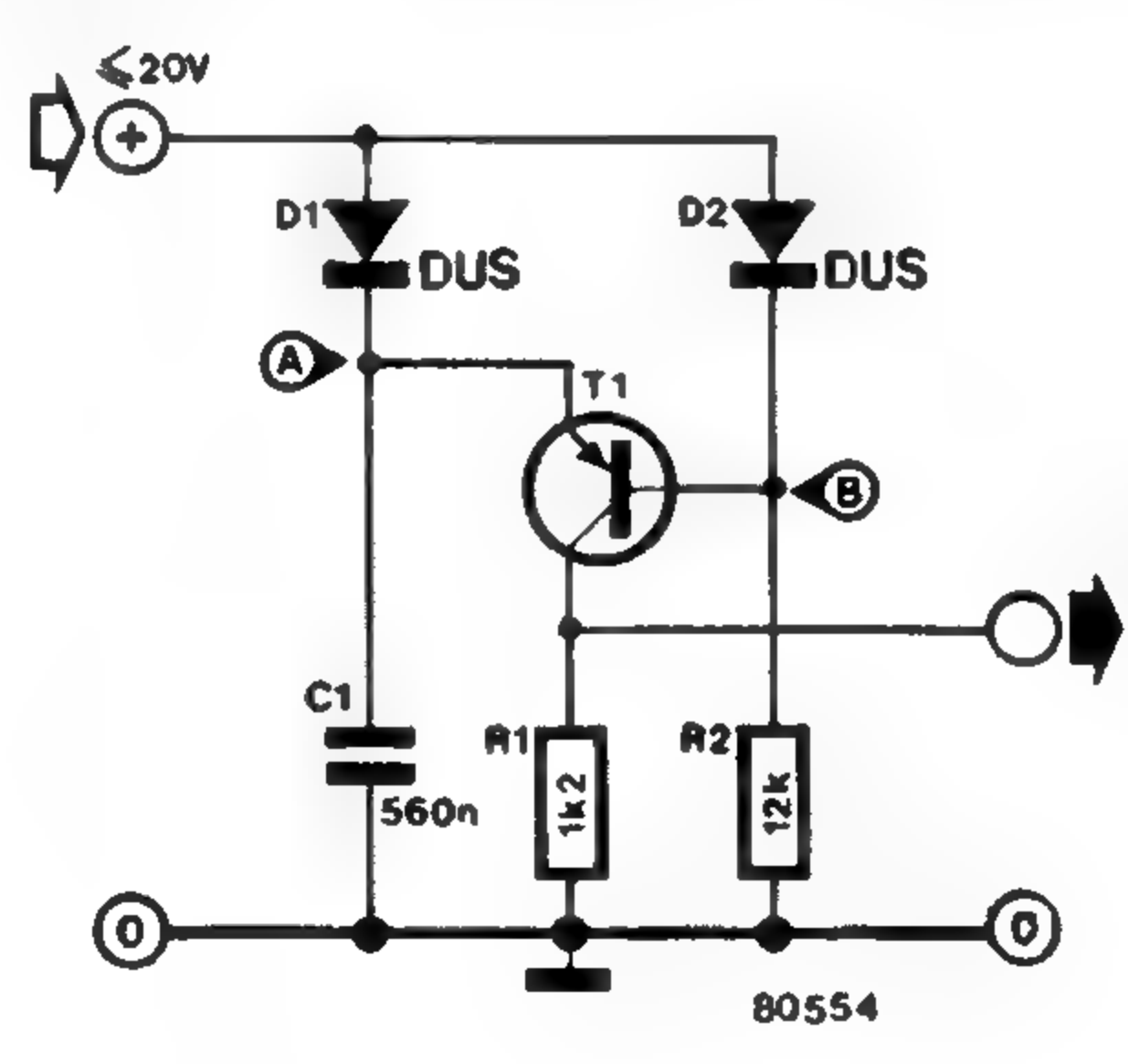
dirección					datos								visualizador
DP	binario				DP	a	b	c	d	e	f	g	
E	D	C	B	A	Y8	Y7	Y6	Y5	Y4	Y3	Y2	Y1	
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0
0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1
0	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	0	2
0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	3
0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	4
0	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0	5
0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	6
0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	7
0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	8
0	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	9
0	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	A
0	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	b
0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0	0	1	c
0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	d
0	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	0	0	E



0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0	F
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	D.
1	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	1	!
1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	2.
1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0	3.
1	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	4.
1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	5.
1	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	6.
1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	7.
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	8.
1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	9.
1	1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	A.
1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	b.
1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	c.
1	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0	d.
1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	E.
1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	F.

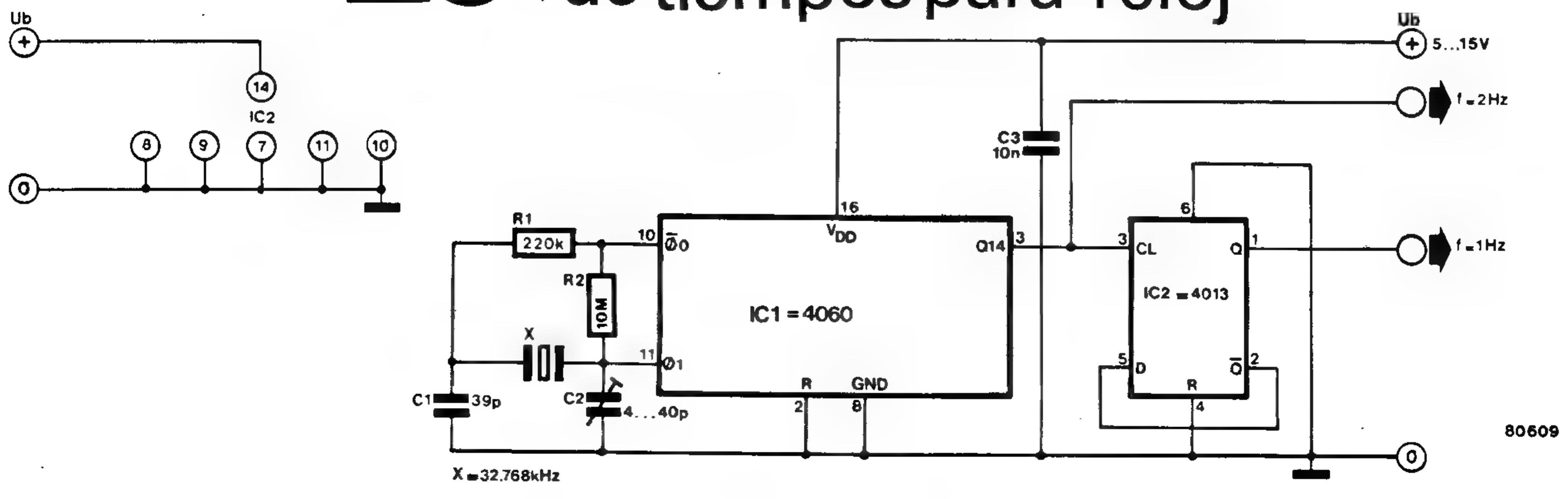
24 | detector de caída de tensión

El circuito que se describe en este artículo, genera un impulso cuando la tensión en su entrada sufre una caída superior a 0,6V. El funcionamiento del mismo es muy sencillo. En cuanto la tensión de entrada se hace constante o se incrementa, la tensión en los puntos A y B se hará igual al voltaje de entrada menos 0,6V (debido a la caída en D1 y D2). En estas condiciones el transistor T1 quedará cortado. Si la tensión de entrada cae, la tensión en el punto B disminuirá proporcionalmente. La tensión en el punto A, sin embargo no sufrirá modificación debido a que el condensador C1 permanece cargado. Cuando la diferencia de tensión



entre los puntos A y B se hace superior a 0,6V (en otras palabras la tensión de entrada ha descendido más de 0,6V), el transistor T1 conduce, y hace que C1 se descargue a través de la resistencia R1, con lo cual se produce el impulso de que hablábamos en un principio.

25 | base económica de tiempos para reloj



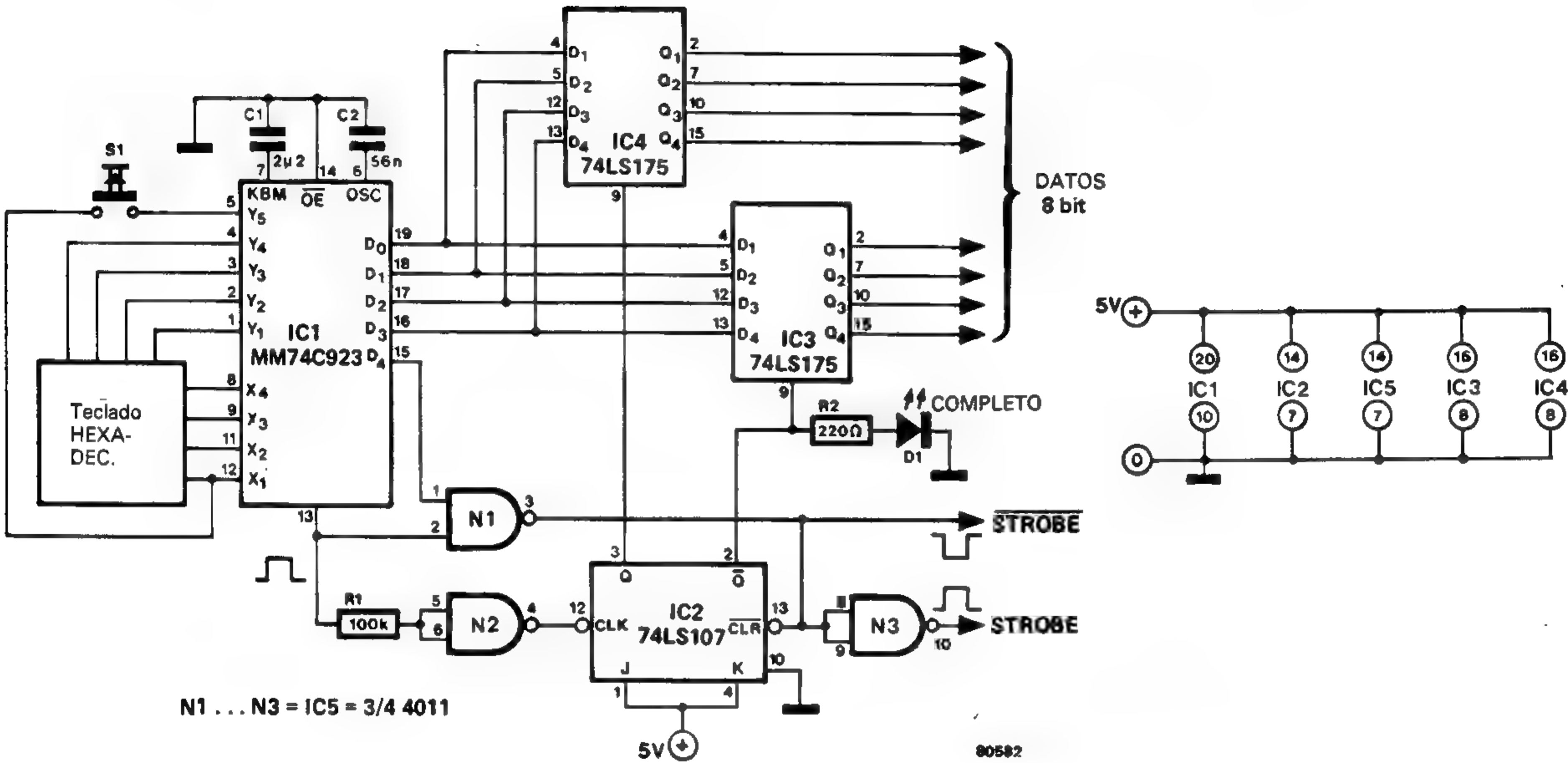
Como sabrán muchos de los lectores, cada día es más fácil y barato adquirir los cristales de cuarzo para relojes digitales, aunque como también sabemos hubo otros tiempos en que la situación no era así. Estos cristales generalmente están sintonizados a una frecuencia exacta y perfectamente definida: 32.768kHz. La razón de elegir esta frecuencia es muy sencilla, ya que dividiendo este número por una potencia de dos (2^{15}) se obtiene una frecuencia de 1Hz. Una vez aclarado este punto, se comprenderá rápidamente el funcionamiento de es-

te circuito, si se observa que el integrado utilizado en este montaje (4060) posee una etapa divisora de 14 bits y un oscilador interno. La frecuencia de este oscilador queda determinada por el cristal de cuarzo. Puesto que la máxima relación de división que puede obtenerse con este integrado es de 2^{14} , significa que la frecuencia de salida será de 2Hz (¡muy cerca de lo que buscamos!), por lo tanto para obtener la frecuencia fundamental en las medidas de intervalos de tiempos, es decir 1 impulso por segundo, se hace preciso el empleo de un

segundo divisor: la mitad de un 4013. La salida de este flip-flop es de 1Hz, y la amplitud de la señal generada varía entre 0V y la tensión positiva de alimentación. Las cosas serían más sencillas si no existiera la denominada «tolerancia de los componentes». Por este motivo se ha incluido el condensador ajustable (trimmer) C2. Para obtener una precisión absoluta es necesario utilizar un frecuencímetro (conectado a la patilla 9 e IC1) para medir la frecuencia del oscilador; ésta debe ser de exactamente 32.768kHz.

26

teclado hexadecimal



Este circuito se compone de un decodificador que examina cada una de las teclas de un teclado hexadecimal (independientemente), convirtiendo a continuación los datos obtenidos en un número binario de 4 bits. La frecuencia de escrutación viene determinada por el oscilador (incluido en el circuito) y por un condensador exterior. Para eliminar el rebote de los contactos se ha introducido un retraso de 22 milisegundos. Cuando se pulsa una de las teclas, la salida DA (DA = datos disponibles) de IC1 pasa a nivel alto tras este retraso, volviendo nuevamente a nivel bajo cuando se libera la tecla. La señal de reloj que excita a IC2 (a

través de N2) es la señal DA, que ejecuta la transferencia de los datos presentes en las entradas de IC3 a su salida. Tan pronto como se pulsa una segunda tecla, IC2 recibe de nuevo la señal de reloj, cambiando de estado sus salidas, con lo cual IC4 recoge el dato de la tecla correspondiente. Al mismo tiempo, el LED «Completo» se ilumina, indicando que se ha pulsado una segunda tecla. La información procedente del teclado aparece en la salida de IC1, 150 milisegundos después del impulso DA; y es por esta razón que la señal de reloj para IC2 viene retrasada. Para conseguir este retardo se aprovecha la capacitancia de entrada de la puer-

ta NAND N2 y la resistencia R1. Cuando el LED D1 se enciende para indicar la situación «completo», se deberá accionar el interruptor S1. En esta situación la salida D4 de IC1 pasará a nivel alto, originando el impulso Strobe a la salida de N1, que a su vez constituye la señal de puesta a 0 para IC2. Por consecuencia, el impulso de reloj retardado no tiene ningún efecto. Al liberar el pulsador S1, IC2 recibe un impulso de puesta a 0, y espera el siguiente impulso de reloj. Con el fin de universalizar el circuito, este dispone de salidas con flancos positivos y negativos.

F. Burmester.

27

fuentes de alimentación conmutada para microprocesadores

Las fuentes de alimentación conmutadas presentan un cierto número de ventajas sobre los modelos clásicos, por ejemplo una disipación calorífica inferior y un mejor rendimiento. Estas características nos permitirán reducir las dimensiones del circuito sin limitar con ello la potencia, que precisamente son los objetivos de este artículo. La fuente de alimentación conmutada de 5V a la que hacemos referencia en este

artículo es capaz de proporcionar una corriente máxima de 1A. Este circuito utiliza un modulador de anchura impulsos (LM3524) fabricado por National Semiconductor. El circuito oscila a una frecuencia de 20kHz, justo por encima del límite audible. Esta señal controla la alimentación de 5V haciendo variar el período de conducción del transistor serie T2. Se puede sustituir este transistor por un tipo más rápido, sin embargo, como es sabido, el pre-

cio de estos componentes es elevado, y realmente en este circuito no es necesario. Estas mismas consideraciones pueden hacerse en torno a D1. La corriente que circula por T2 y D1 no deberá ser superior a 2A durante los períodos de normal funcionamiento. La bobina L1 se podrá construir fácilmente, bobinando sobre un mandril (el eje de un potenciómetro) las espiras que a continuación se indican. Es preciso respetar la distancia entre espiras, debido a la elevada

Lista de componentes

Resistencias:

R1 . . . R3,R10 = 4k7
 R4 = 6k8
 R5 = 33 k
 R6 = 0.15 Ω
 R7,R8 = 470 Ω
 R9 = 100 Ω

Condensadores:

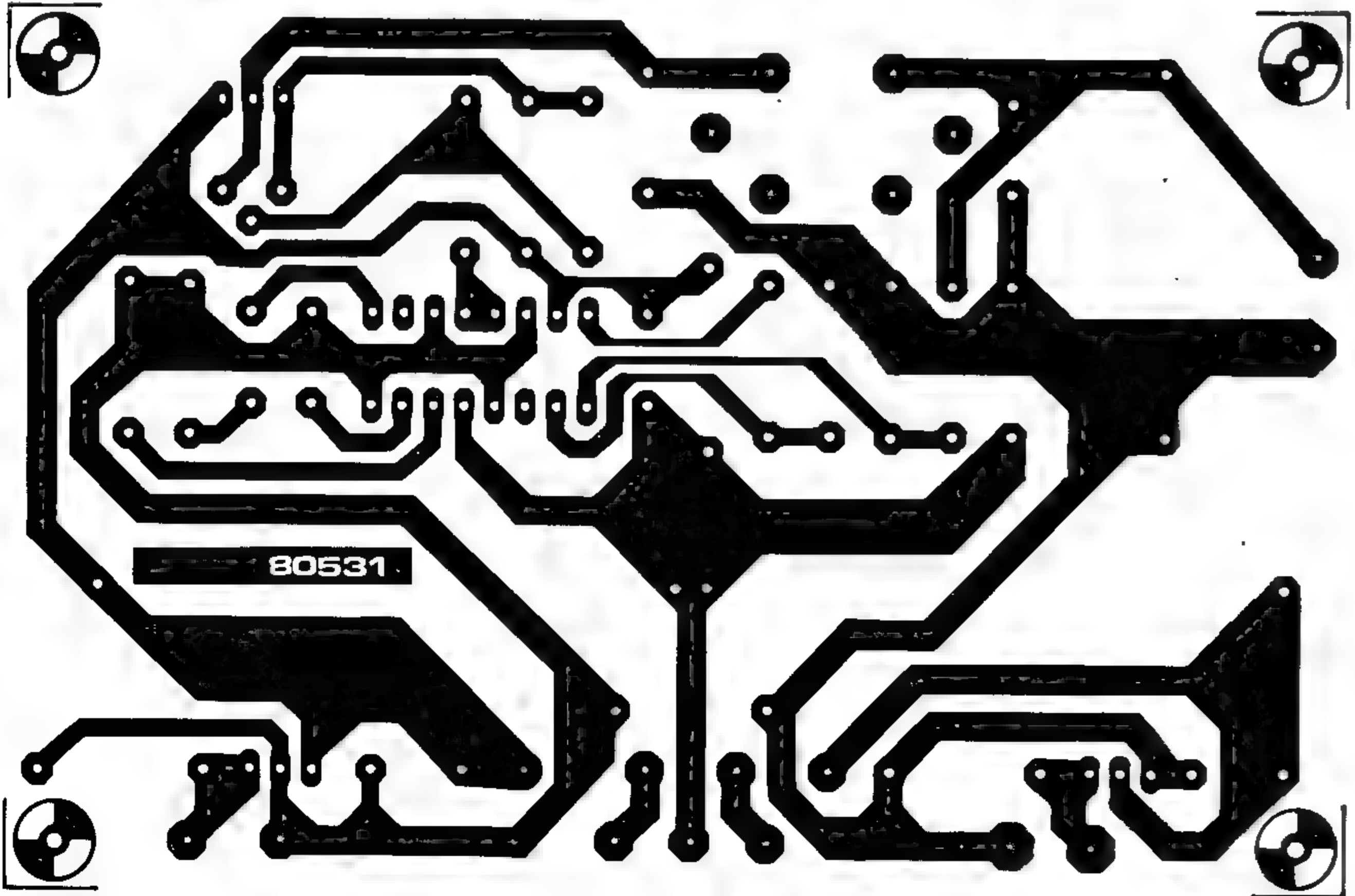
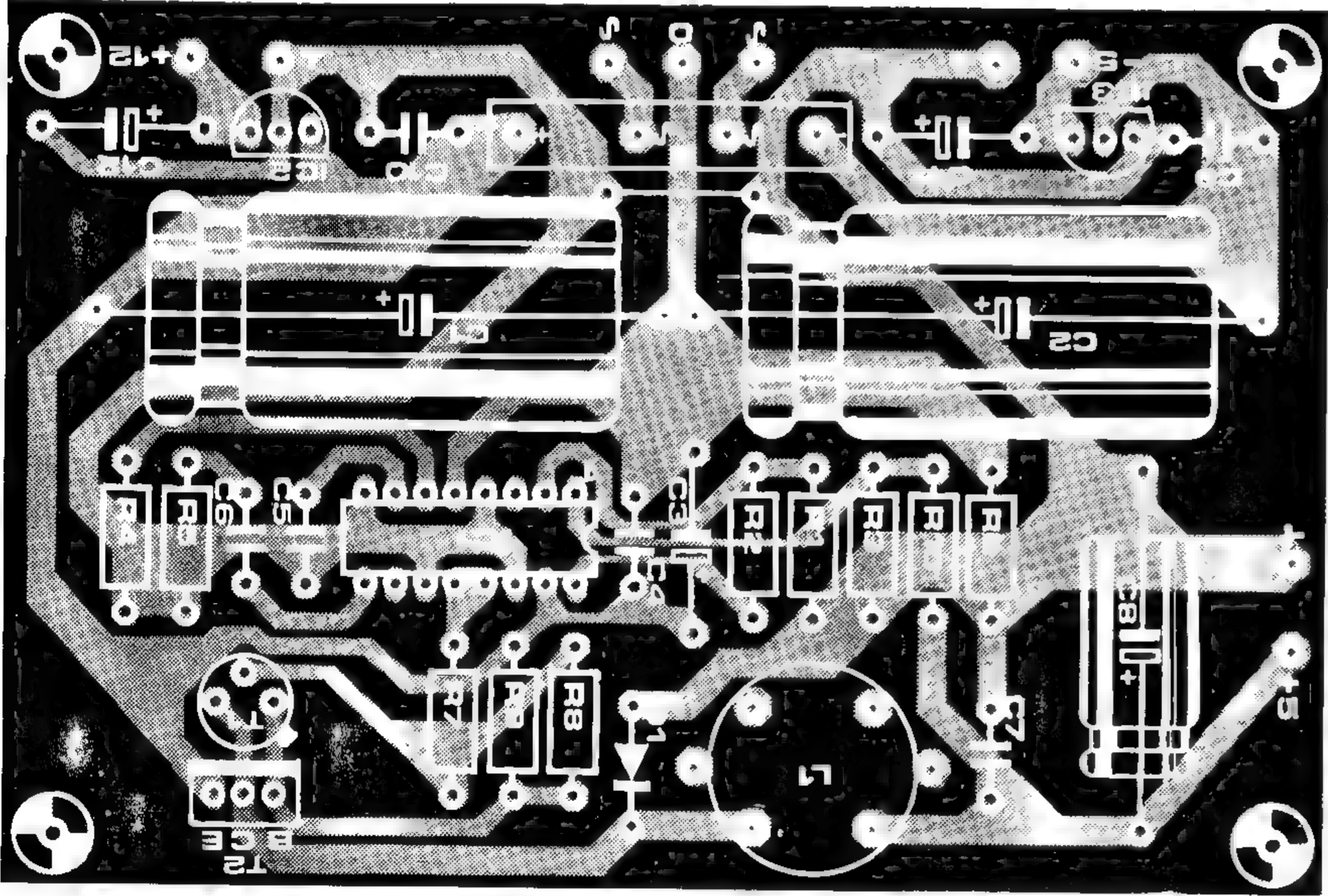
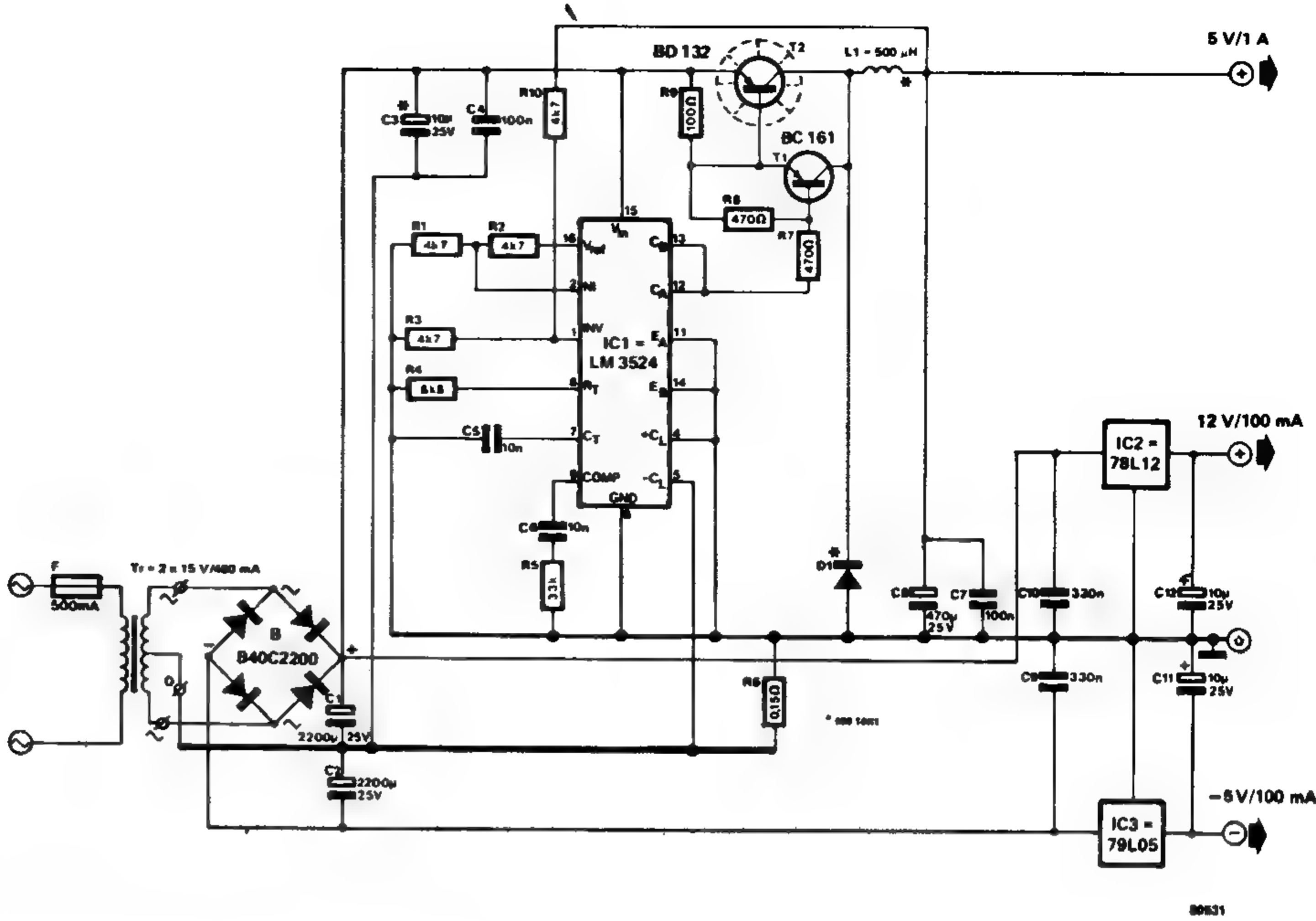
C1,C2 = 2200 μ/25 V
 C3,C11,C12 = 10 μ/25 V
 C4,C7 = 100 n
 C5,C6 = 10 n
 C8 = 470 μ/25 V
 C9,C10 = 330 n

Semiconductores:

D1 = diodo rápido de 2A
 (tiempo de conmutación
 30ns)
 T1 = BC 161
 T2 = BD 132
 IC1 = 3524
 IC2 = 78L12
 IC3 = 79L05
 B = puente rectificador B40C2200

Varios:

Tr1 = transformador de alimentación
 2 x 15 V/0.4 A
 L1 = 500 μH (Ver texto)



frecuencia de trabajo (20kHz). En nuestro prototipo el núcleo empleado para la bobina L1 ha sido el N22 de Siemens (longitud = 11mm., Ø = 18 mm.). El número de espiras se calculará mediante la siguiente fórmula:

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

Cuando A_L tiene un valor de 250, se necesitan 45 espiras de hilo convenientemente espaciadas para cubrir completamente el núcleo.
 Por ejemplo:

$$n = \sqrt{\frac{500 \times 10^{-6}}{250 \times 10^{-9}}} \quad L = 500 \mu H \quad A_L = 250 \times 10^{-9}$$

El circuito estabilizador de 5V está protegido contra cortocircuitos con la ayuda de la resistencia R6 de 0,15Ohmios. Para obtener una resistencia de este valor se conectarán en paralelo dos resistencias de 0,33Ohmios. Si se produjera un cortocircuito, el transistor T2 aumentaría su temperatura peligrosamente, por lo tanto es aconsejable dotar a este transistor de un refrigerador adecuado, aunque en condiciones normales de funcionamiento no es necesario. Los estabilizadores de +12V y -5V son de tipo clásico y se emplean como alimentación auxiliar para la memoria EPROM 2708 (o cualquier otra que se alimente a la misma tensión).

28 | el juego de los ladrillos

Este circuito está basado en el conocido juego de video «los ladrillos», en el que el participante debe derribar (con una pelota) el mayor número de *ladrillos* en el menor tiempo posible. En la versión que se describe en este artículo, los ladrillos están representados por 6 LEDs.

Para comenzar el juego se ha de pulsar la tecla de puesta a 0 para encender los 6 ladrillos. El disparador se activa al pulsar la tecla de «Carga», con lo cual se encenderá el LED verde (D1). Si al pulsar el botón de «Fuego» se acierta a uno de los ladrillos, el LED correspondiente se apagará. Como se comprobará más adelante, acertar un impacto es una pura coincidencia, y sólo con un cierto tiempo de práctica se podrá llegar a adquirir una buena puntería. El circuito del disparador deberá cargarse tras cada disparo.

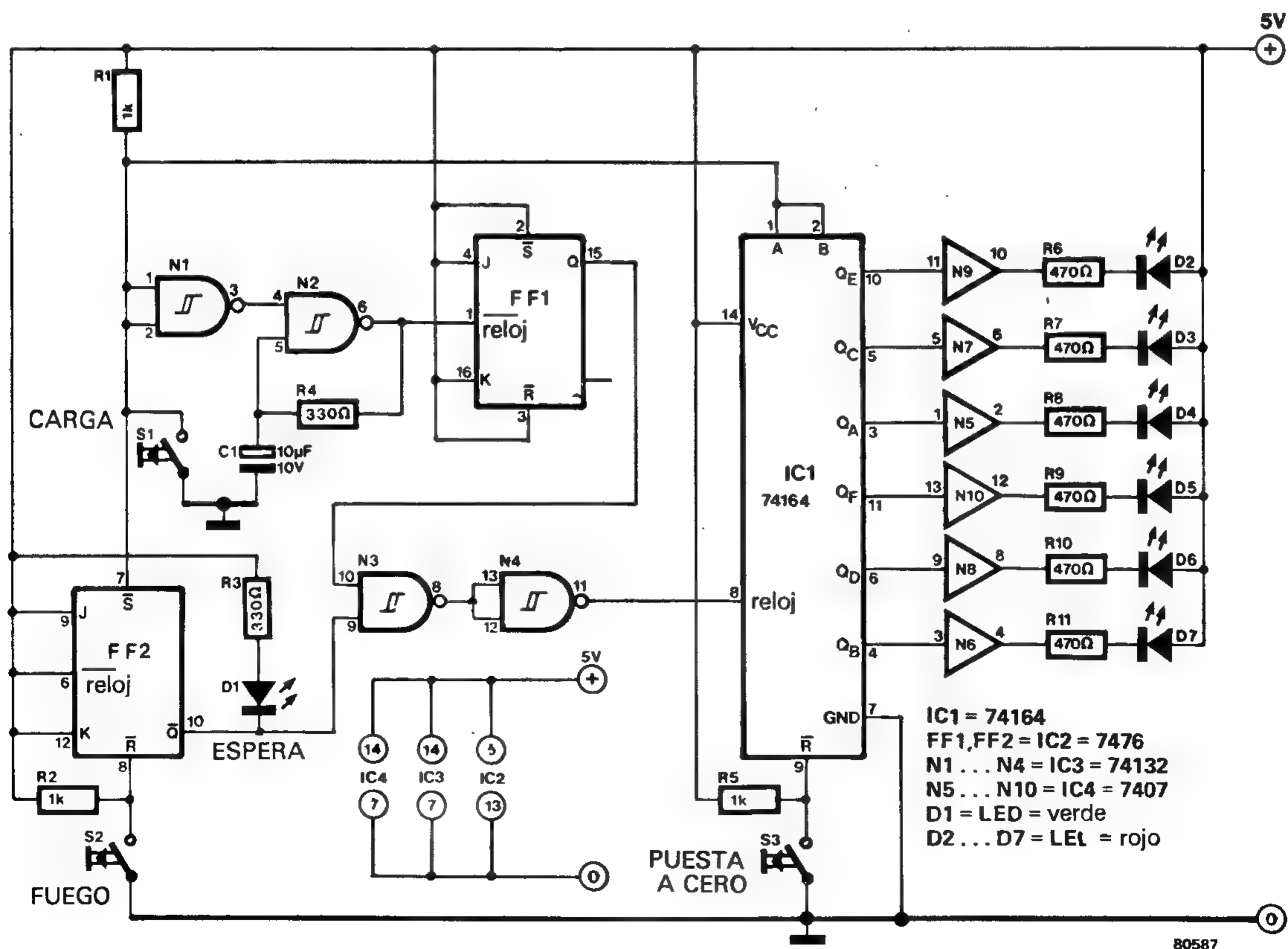
Hay dos métodos de jugar este juego. En la primera versión cada jugador deberá abatir todos los ladrillos y el vencedor será aquél que lo haga en el menor número de golpes. En la segunda versión, los jugadores tiran por turno, siendo el perdedor aquél que derribe el último ladrillo.

El funcionamiento del circuito es muy elemental: el registro de desplazamiento IC1 se pone a cero (reset) mediante el interruptor S3. En este caso todas sus salidas estarán a nivel bajo con lo cual los LEDs que representan a los ladrillos estarán encendidos, gracias a los inversores N5...N10. Al accionar la tecla de «Carga» (S1), se desencadenan varios procesos. La báscula de «espera» FF2 se pone a nivel alto mientras que su salida \bar{Q} pasa a nivel bajo, con lo cual se produce el encendido del LED D1. El oscilador formado en torno a N2 se activa al pulsar la tecla de «Carga», en cuyo momento la báscula FF1 recibe una señal de reloj. Cuando se libera la tecla de «Carga», la salida Q de FF1 queda a nivel alto, o a nivel bajo, dependiendo de la frecuencia del oscilador y del tiempo durante el que se haya tenido pulsada esta tecla. Sin embargo, no podrá llegar ningún impulso de reloj al registro de desplazamiento debido a la condición de inhibición generada por N3. Una vez que se ha efectuado la «carga», se puede pulsar el botón del disparador «Fuego». En este caso la báscula FF2 se pone a cero, y el LED de espera se apaga. Si la

salida Q de FF1 queda a nivel alto, la salida de N3 pasará a nivel bajo y el registro de desplazamiento recibirá un impulso de reloj a través de la puerta N4. Puesto que las dos entradas serie del circuito IC1 son mantenidas continuamente a nivel alto, cada una de las salidas del registro de desplazamiento pasará sucesivamente al estado alto, siguiendo los impulsos de reloj. Cada vez que se alcance un *ladrillo*, el LED correspondiente se apagará indicando que se ha producido un impacto. Si un jugador falla un disparo (la salida Q de FF1 estará a nivel bajo), el número de *ladrillos* encendidos permanecerá igual. En cualquier caso el sistema está preparado para un nuevo ciclo de «Carga» y «Fuego».

Se podrá utilizar la salida \overline{Q} (o Q) como señal para gobernar un contador que nos indique el número de disparos efectuados, y así se simplificaría el cómputo de los disparos y los blancos. La fuente de alimentación requerida por este circuito es de 5V/100mA.

H. J. Walter

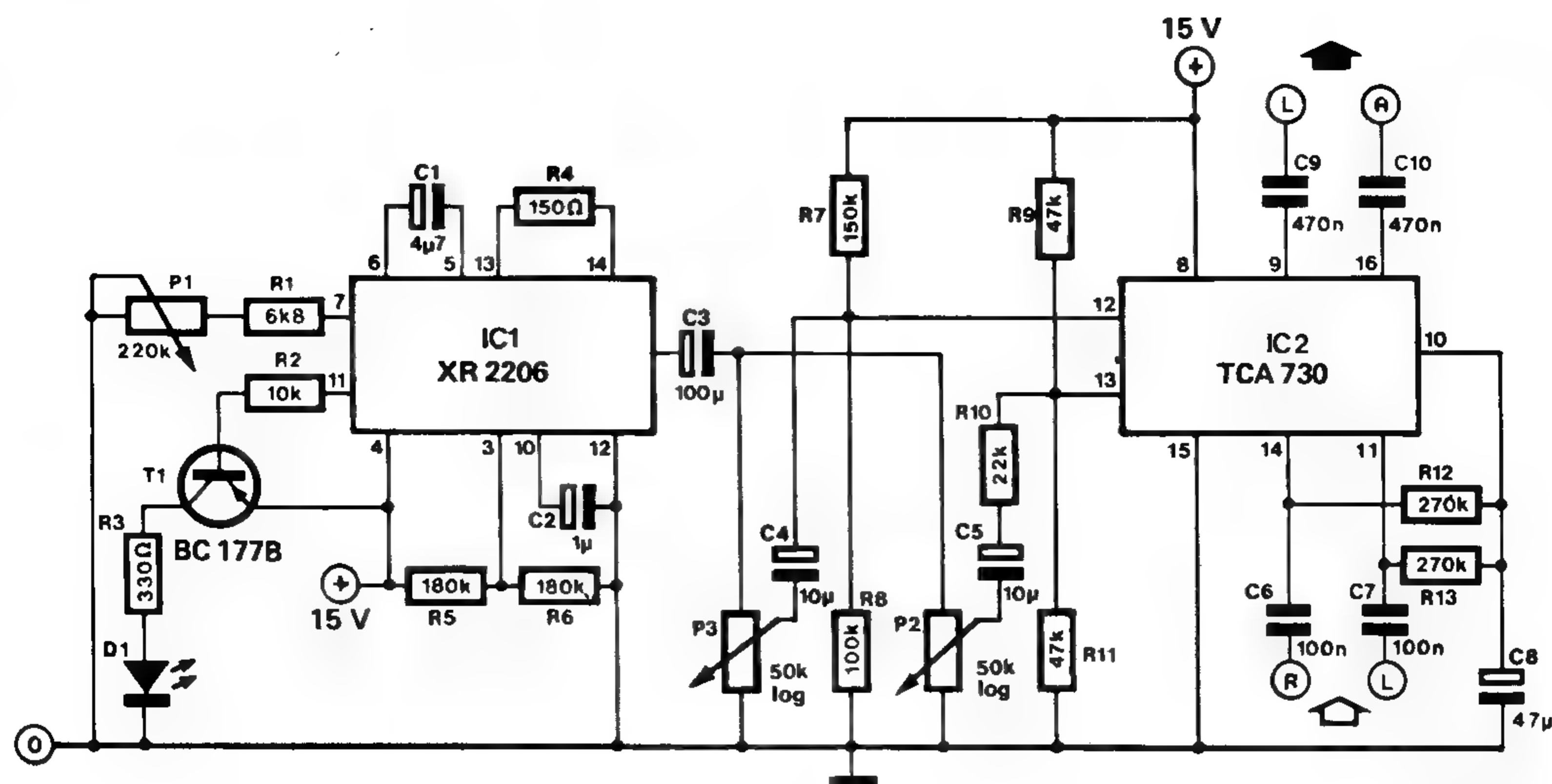


29 | trémolo de alta calidad

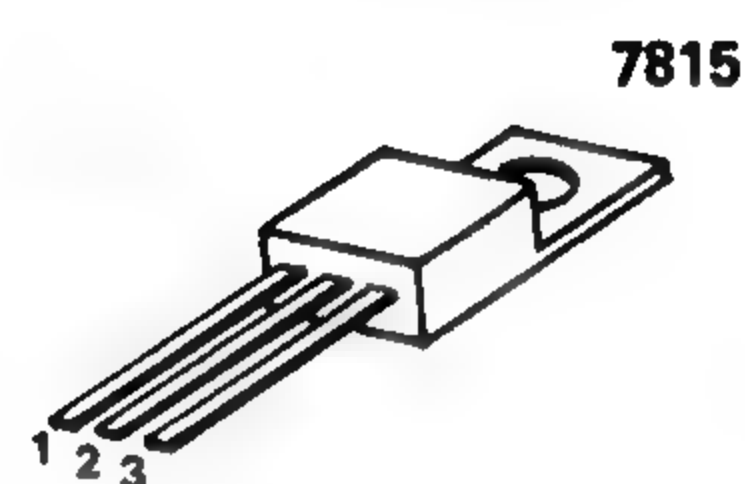
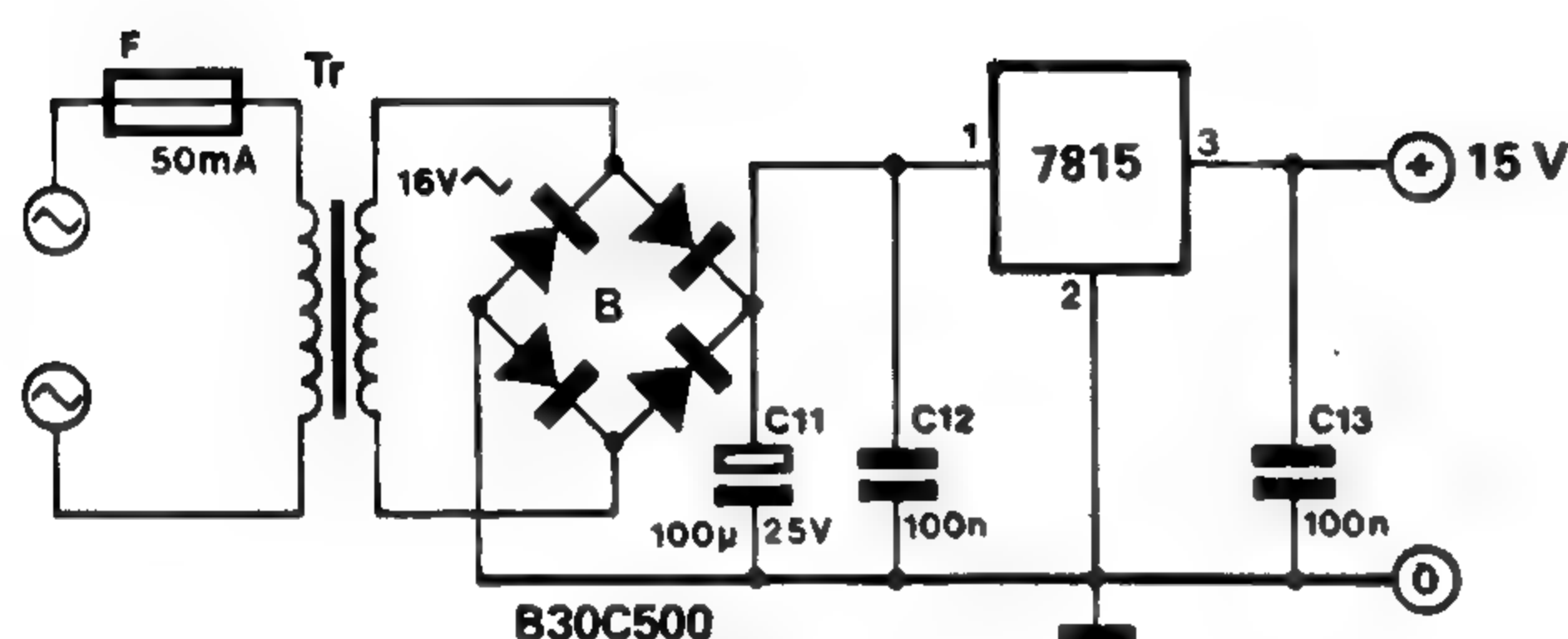
La mayoría de los circuitos generadores del célebre efecto «trémolo» (modulación periódica de la amplitud) presentan tres inconvenientes principalmente: distorsión,

variación de la modulación, y gama de frecuencia de modulación reducida. En el circuito que vamos a describir se puede variar la profundidad de modulación del 0 por

100 al 100 por 100, sin producir prácticamente ninguna distorsión. Este circuito es de tipo estereofónico ya que posee dos canales, y por tanto puede simular bastante



80589



aceptablemente el efecto Lesley (altavoces giratorios). El circuito de base es muy simple. IC2 (TCA 730), posee un control electrónico de volumen y de equilibrio así como una compensación interna de frecuencia. Normalmente, el equilibrio y la amplitud se regulan mediante potenciómetros lineales; si se reemplazan estos potenciómetros por una fuente de señal variable, obtendremos una modulación periódica de la señal de entrada. La señal variable que servirá de excitación para IC2, se obtiene mediante el integrado generador de funciones XR2206 (IC1). Aunque este circuito puede generar señales sinusoidales, cuadradas y en diente de sierra, las únicas

que presentan un verdadero interés para esta aplicación son las sinusoidales. El potenciómetro P1 permite variar la frecuencia de modulación desde 1Hz hasta 25Hz. La salida de onda cuadrada del XR2206 ataca a la base del transistor T1, con lo cual se obtiene una indicación óptica (un LED) de la frecuencia de modulación. La compensación interna en frecuencia del TCA730 (patillas 1 a 7) no se utiliza en este circuito. P2 permite ajustar la amplitud de la señal sinusoidal, es decir controla la profundidad de modulación. P3 permite ajustar el grado de equilibrio (a fin de generar el efecto Lesley). Respecto a la alimentación no hay mucho

que decir puesto que se trata de un circuito clásico, en el que un 7815 resuelve todos los problemas. No es aconsejable utilizar una alimentación sin estabilizar ya que esto podría provocar fluctuaciones de corriente en la línea de alimentación, lo cual a su vez produciría un deterioro de la señal sinusoidal de modulación. El transformador de alimentación deberá proporcionar en su secundario una tensión de 15...18V/150mA. El regulador de tensión deberá ir provisto de un refrigerador con una superficie útil de aproximadamente 10 cm².

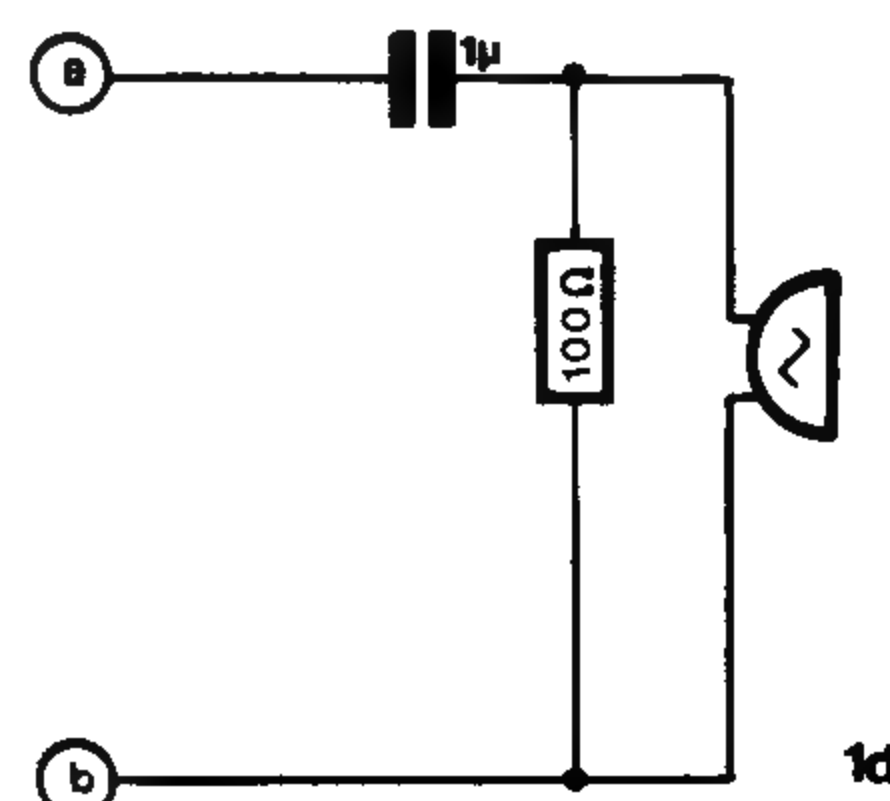
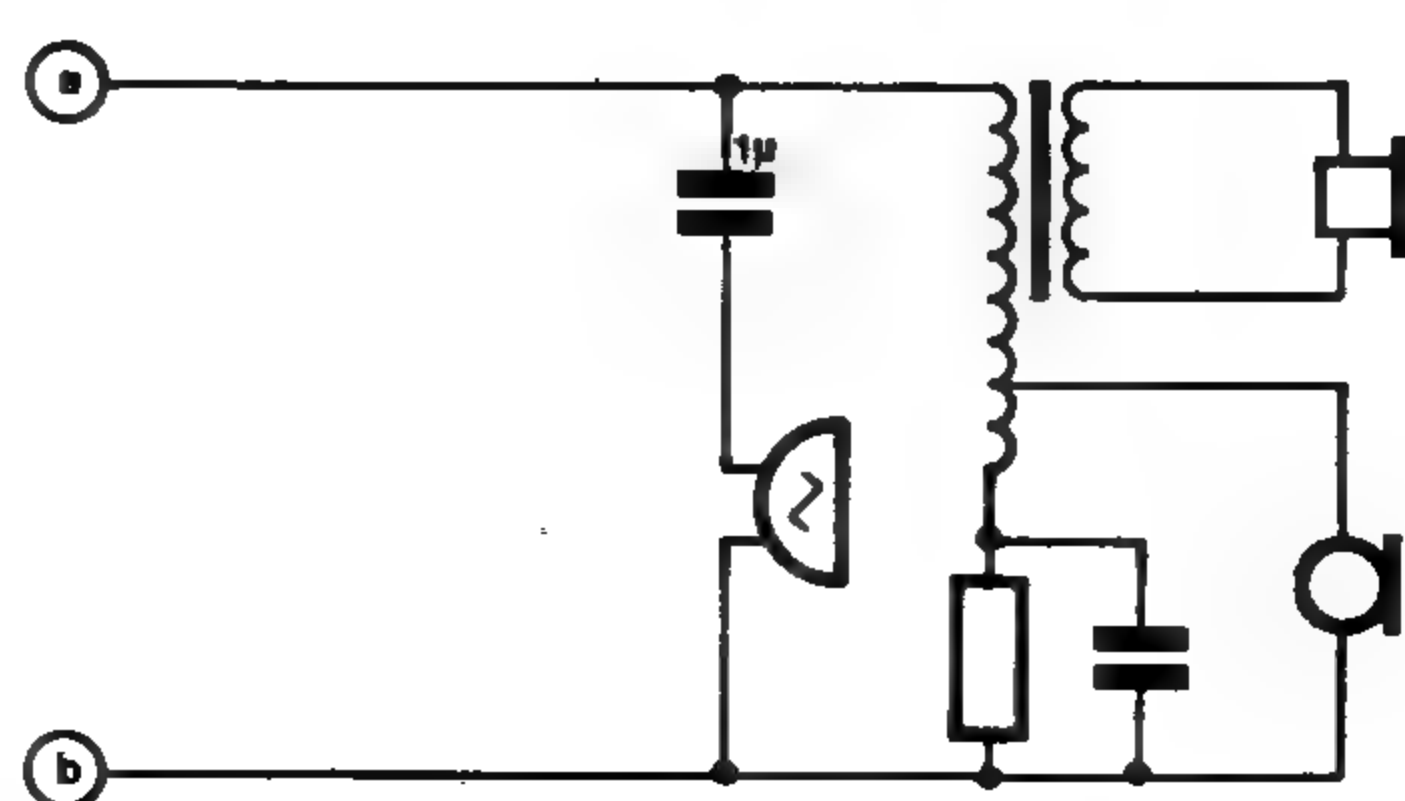
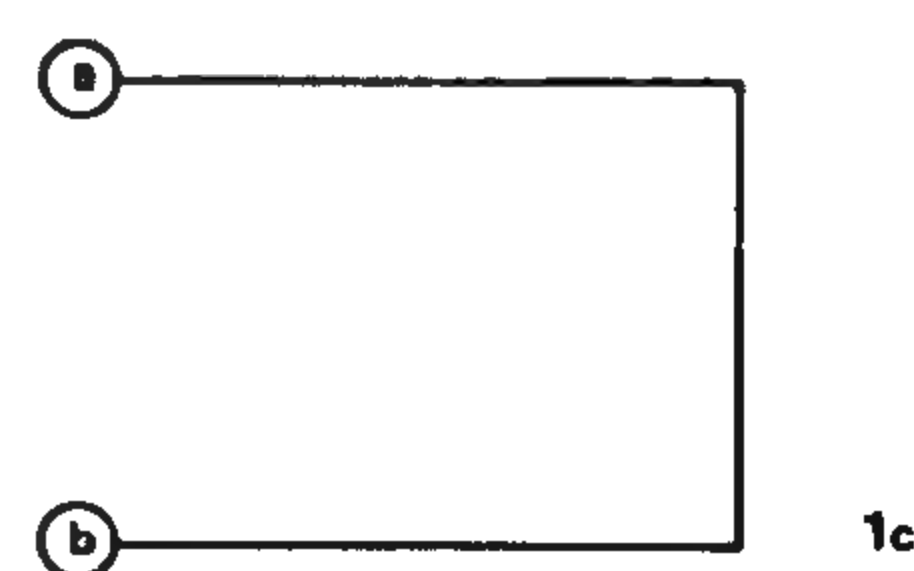
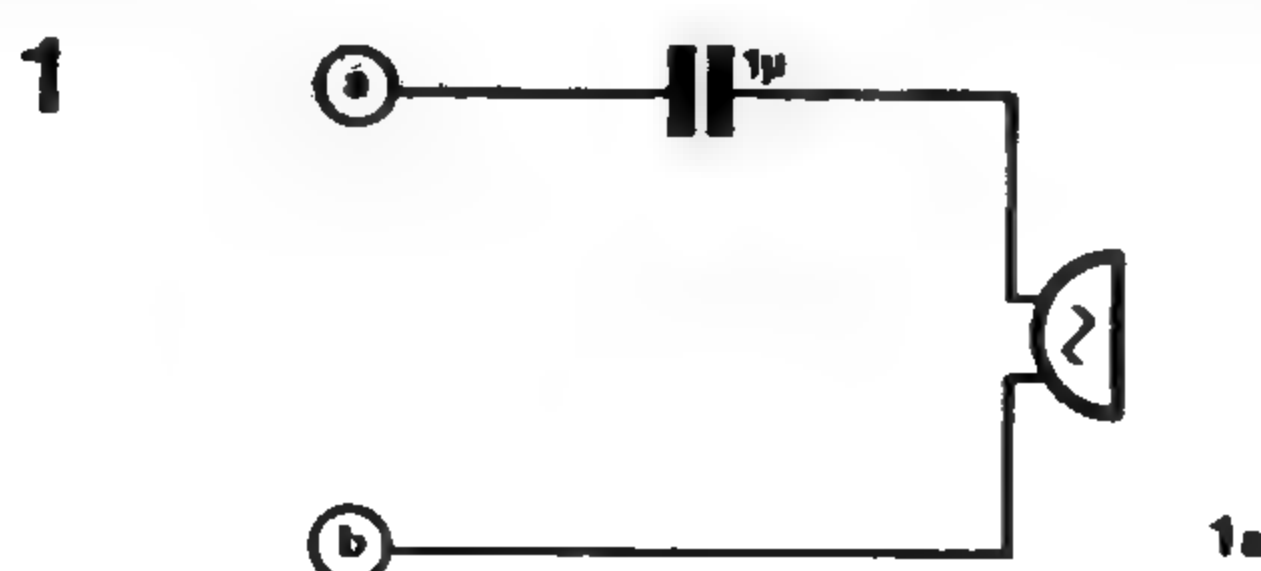
T. Stöhr.

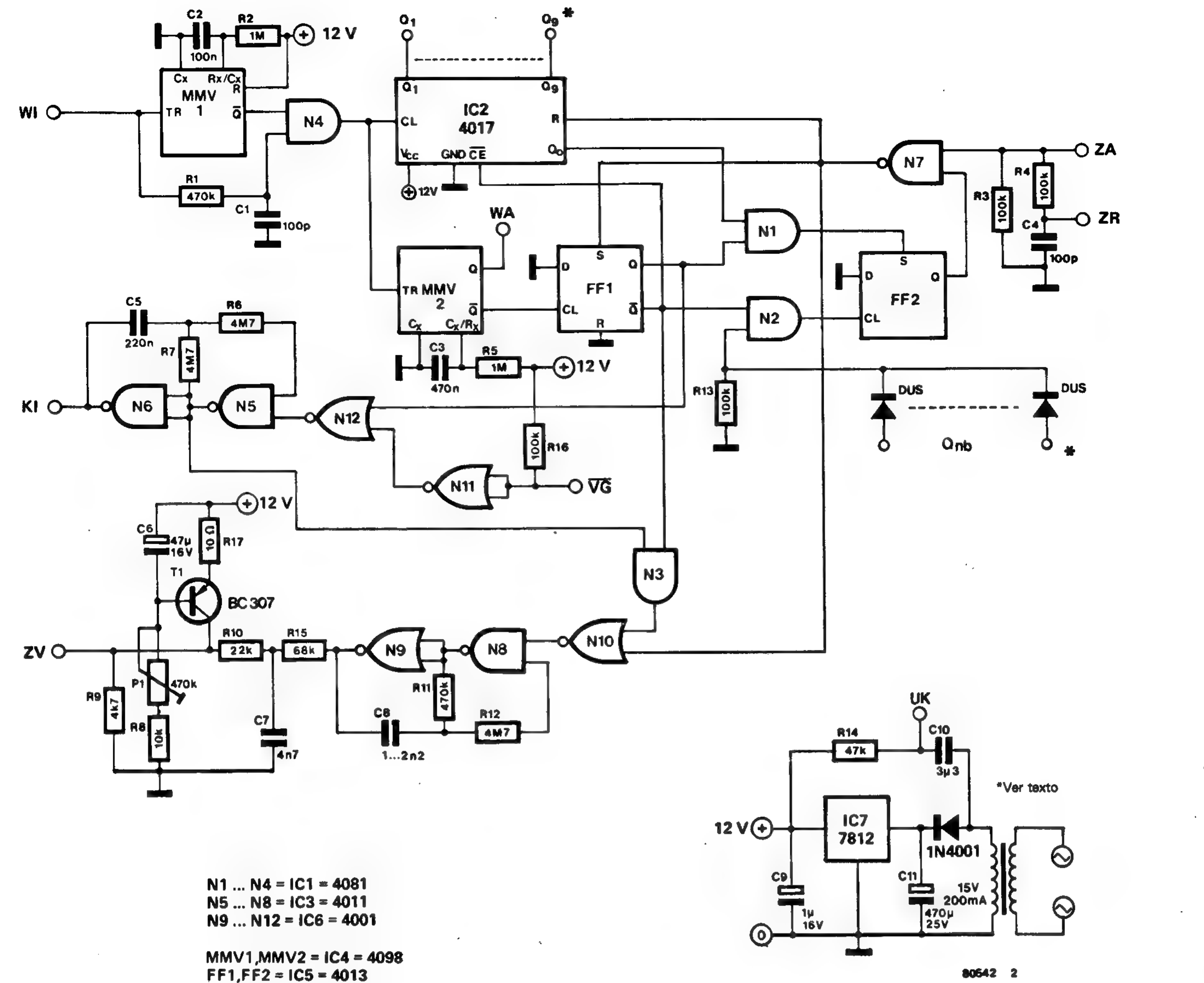
29 | teléfono privado

Existen todavía viejos pero bellos teléfonos, que por un precio razonable aún pueden proporcionar un buen rendimiento. Aunque el formato del teléfono sigue muy de cerca la moda actual es siempre interesante poseer teléfonos de desecho, sobre todo si pueden servir como estaciones secundarias.

El circuito que se publica en este artículo permite construir una central telefónica de más de 9 teléfonos, cada uno con su propio número de llamada; aunque no es posible establecer más que una conversación entre dos teléfonos a la vez. Cuando se descuelga uno de los teléfonos, el auricular emitirá un tono continuo. Cuando se compone el número de cualquier otro teléfono, se acciona un timbre; es decir, suena el timbre de un teléfono dado cuando desde otra unidad se forma su clave.

El circuito se compone de dos partes. La





primera de ellas es la central propiamente dicha (figura 2). Cada teléfono conectado a la unidad central ha de ir dotado de un circuito como el mostrado en la figura 3. Para minimizar el consumo del circuito se ha recurrido a los integrados CMOS. La fuente de alimentación está incluida en la placa que contiene la central. De las cuatro conexiones que posee cada teléfono sólo se utilizan dos. Estas generalmente vienen marcadas en la clavija del teléfono como a, b, EB y \perp (tierra). La figura 1 muestra las diversas posibilidades de conexión. La figura 1a muestra el circuito cuando el auricular está colgado. Un contacto interno conecta el timbre a las salidas a y b, a través de un condensador. Cuando aparece una tensión alterna en estos bornes, el timbre comienza a sonar. En la figura 1b se muestra el circuito de un teléfono descolgado (pero aún no se ha marcado el número). En este caso el micrófono está conectado a las salidas a y b. La figura 1c muestra el circuito del teléfono durante el período en que se está componiendo el número de llamada (obviamente el teléfono ha de estar descolgado), con lo cual las salidas a y b están cortocircuitadas mientras gira el disco (en el sentido de las agujas del reloj). Cuando el disco gira en

sentido contrario alternativamente se suceden las situaciones 1c y 1d, con lo cual el interruptor queda abierto durante 62ms (1d) y cerrado durante 38ms (1c). El número de impulsos generados se corresponderá con el número de llamada. Como se dijo anteriormente el circuito de la figura 3 deberá estar incluido en cada una de las unidades secundarias. La misión de este circuito es primeramente detectar si el teléfono ha sido descolgado o no, de lo cual se encarga el trigger Smichitt formado por las puertas N1 y N3. La tensión de entrada atraviesa en primer lugar un filtro paso bajo para así obtener una buena inmunidad contra los ruidos parásitos. El circuito considerará el teléfono descolgado siempre que la tensión en bornas de C1 sea inferior a 6V; si esta tensión es superior a 8V se considerará el teléfono como colgado. Cuando en una de las unidades se descuelga el auricular, la entrada ZA pasa a nivel alto. La báscula IC2 (figura 3) detectará si el teléfono ha sido descolgado para responder a una llamada o para marcar un número. Durante el tiempo que el teléfono está colgado su salida está a nivel 1. Cuando la entrada ZA pasa a nivel alto y el teléfono está descolgado para llamar a otra unidad, la señal atraviesa el filtro R4/C4 y llega a la entrada

de reloj de las básculas de los demás teléfonos; únicamente la de la unidad que ha sido descolgada para efectuar la llamada está a nivel bajo. En este caso la puerta N5 se encuentra en condiciones de detectar los impulsos de llamada Simultáneamente, el trigger Smichitt (N1/N3, figura 3) queda bloqueado por N2, ya que de lo contrario éste sería conmutado por los impulsos de llamada. En la estación que recibe la llamada, el punto «a» queda conectado a la tensión de alimentación del timbre, a través de los contactos del relé (en el momento en que se dejan de percibir los impulsos de llamada). Todos los teléfonos descolgados quedan entonces conectados a la fuente de corriente ZV de la central a través de un diodo. La última puerta NAND (N4) pone la entrada VG a cero tan pronto como se descuelga alguna de las restantes unidades. La central (figura 2) sólo considerará como impulsos de llamada aquellos impulsos cuya duración sea inferior a 25ms. La selección se hace mediante el multivibrador astable IC4 y la puerta AND N4. Los impulsos de llamada válidos llegan a un contador (IC2), cuyas salidas U1...U9 están conectadas a las entradas de la puerta N6 de cada estación. El final de los impulsos de llamada se detec-

Nota: Este circuito está destinado únicamente para su uso en una instalación privada ya que está terminantemente prohibido hacer conexiones a la línea telefónica.

12V) y «llamada finalizada» ($Q = 0V$). Estas dos condiciones se producen, bien cuando todos los receptores están colgados ($ZA = 0V$) o cuando el número marcado no corresponde a ninguna de las líneas existente. Mediante la puerta N1, la segunda báscula D queda posicionada ($Q = 0$) du-

Tr = 2 x 6 V/≥ 50 mA
o Tr = 1 x 12 V/14 V/≥ 50 mA

Muchos de los electrodomésticos que funcionan en nuestro hogar, lo hacen casi automáticamente, es decir, se encienden y se apagan ellos solos. Desafortunadamente, esto impide que Vd. sepa exactamente el consumo de energía de tal o cual aparato. Para saber cuánto propano ha consumido nuestro sistema de calefacción central, o cuánto tiempo ha estado funcionando el compresor del frigorífico, es imprescindible disponer de un contador de horas de funcionamiento: «el monitor de energía». Nuestro medidor no es más que un reloj de coche de 6 ó 12V. El circuito a utilizar (fi-

gura 1 ó 2) dependerá de la tensión de trabajo del reloj. El circuito completo se conectará en paralelo con el aparato que se desea controlar, con lo cual éste sólo funcionará cuando lo haga el aparato en cuestión. Puesto que el máximo tiempo que el reloj puede medir son 12 horas, será necesario tomar lecturas periódicas (diarias) y apuntarlas. Después de cada medida se deberá poner el reloj en las cero horas para así poder medir el siguiente lapso de tiempo. En muchos de los relojes de coche, existe un interruptor interno que conmuta la alimentación de la bobina que mueve el volante del

reloj cuando éste está en reposo. Esto supone un cortocircuito para el condensador C1, y para evitarlo se ha incluido un tiristor. Así el condensador C1 se carga a través de la resistencia R1, con lo cual, al cabo de unos 10 segundos, la tensión en bornas del condensador C1 será de 6 ó 12V (dependiendo del circuito utilizado). Al entrar en conducción el diodo zener, se dispara el tiristor, proporcionando la tensión de alimentación al reloj. Se puede emplear casi cualquier tiristor de 200V/2A.

K. Fietta.

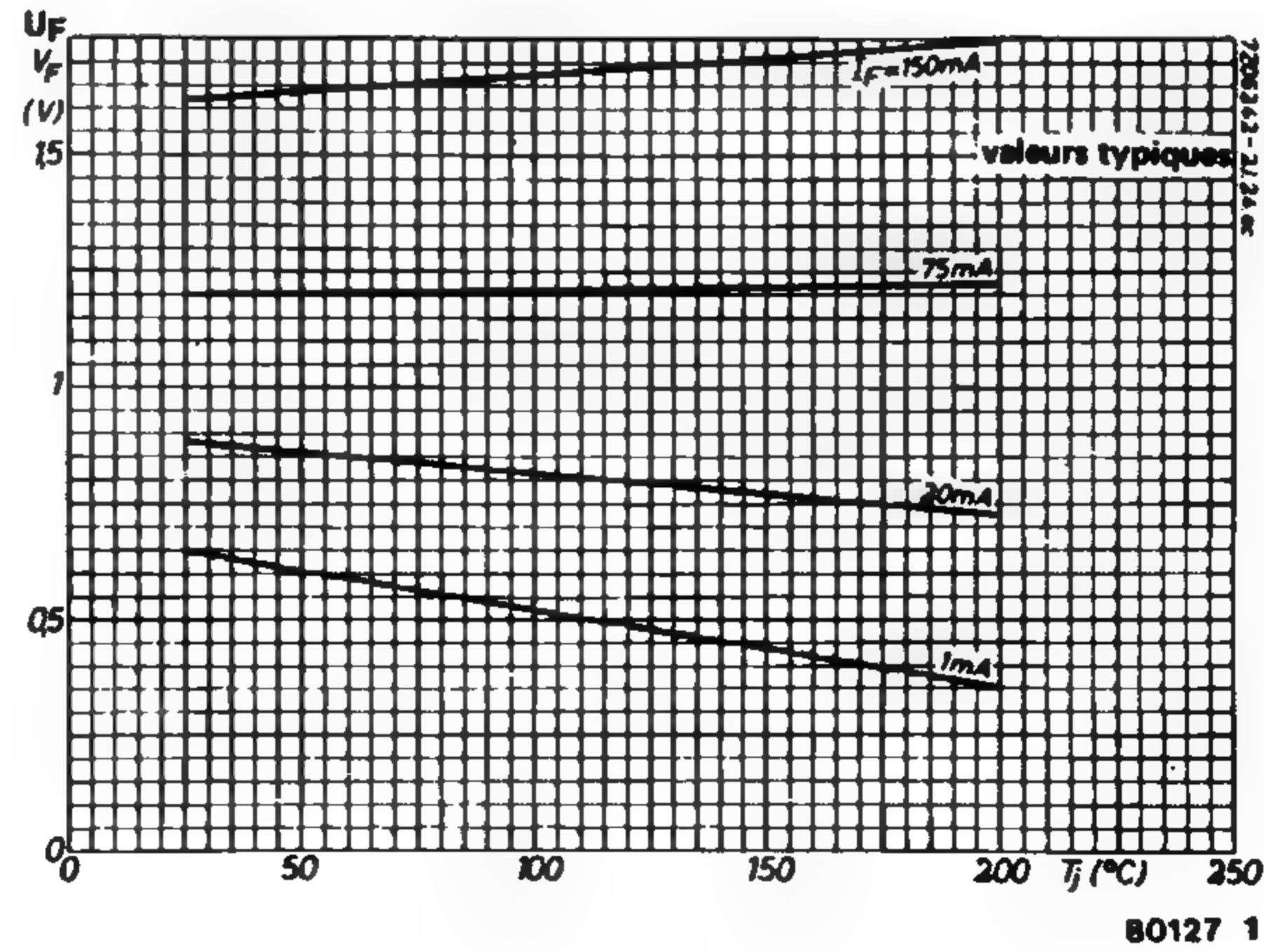
32 | termómetro electrónico lineal

El mayor inconveniente de los termómetros de mercurio es su fragilidad, ya que se rompen fácilmente y siempre en el momento más inoportuno. Por otra parte, su respuesta a los cambios de temperatura es bastante lenta y su lectura presenta cierta dificultad. Al año, se venden en el mundo alrededor de 1.000.000 de termómetros de mercurio, la mayor parte de los cuales van, sin duda, destinados a sustituir a otro anterior. Por esta causa, cada año se esparce, por la naturaleza, una cantidad no despreciable de mercurio. Los termómetros electrónicos no tienen ninguno de los inconvenientes anteriormente mencionados y, por supuesto, duran mucho más tiempo y se puede elegir un sistema de lectura mucho más claro. En nuestro caso se ha utilizado como sensor de temperatura un diodo semiconductor que, por su pequeño tamaño, puede montarse casi en cualquier posición. Existe, además, la ventaja adicional de que, debido a su característica lineal, no es necesario ningún equipo especial para su calibración. Cuando se inicia la concepción de un termómetro electrónico se puede elegir entre varios tipos de sensores de temperatura. Casi con toda seguridad los más conocidos son los termistores (o termistancias), que son resistencias variables con la temperatura. Existen dos tipos: PTC, de coeficiente de temperatura positivo, y NTC de coeficiente de temperatura negativo. En el primer caso, la resistencia del sensor aumenta con la temperatura; y, en el segundo, la resistencia del sensor disminuye cuando aumenta la temperatura. El mayor inconveniente de estos componentes estriba en el hecho de que su curva característica dista mucho de ser lineal. En efecto, la representación de la variación de la resistencia, en función de la temperatura, no es una línea recta, sino que es una línea curva. Por esta razón, este tipo de sensores

sólo puede utilizarse, a menos que se utilicen complicados circuitos de compensación, dentro de estrechos márgenes de temperatura, ya que, en ese caso, el trozo de curva correspondiente puede considerarse como una línea recta. Lógicamente, esto no es posible para márgenes de temperatura grandes y, lo cual obliga a utilizar otro tipo de sensores. Para temperaturas hasta 1.000° C, se utilizan termopares. Desgra-

ciadamente, sin embargo, estos últimos requieren técnicas especiales de compensación (compensación de temperatura fría, compensación del aumento de temperatura debido al paso de corriente, etc.), que no son fácilmente realizables por un aficionado. Ninguno de estos problemas existe cuando se utiliza un semiconductor (transistor o diodo) como sensor. Se pueden utilizar en

1



V_F = tensión directa
T_j = temperatura de la unión PN
I_F = corriente directa

Figura 1. La tensión directa del diodo BAX13 representada en función de cuatro corrientes directas distintas. Obsérvese que para 1 cualquier valor de I_F la línea que se obtiene es una recta.

2

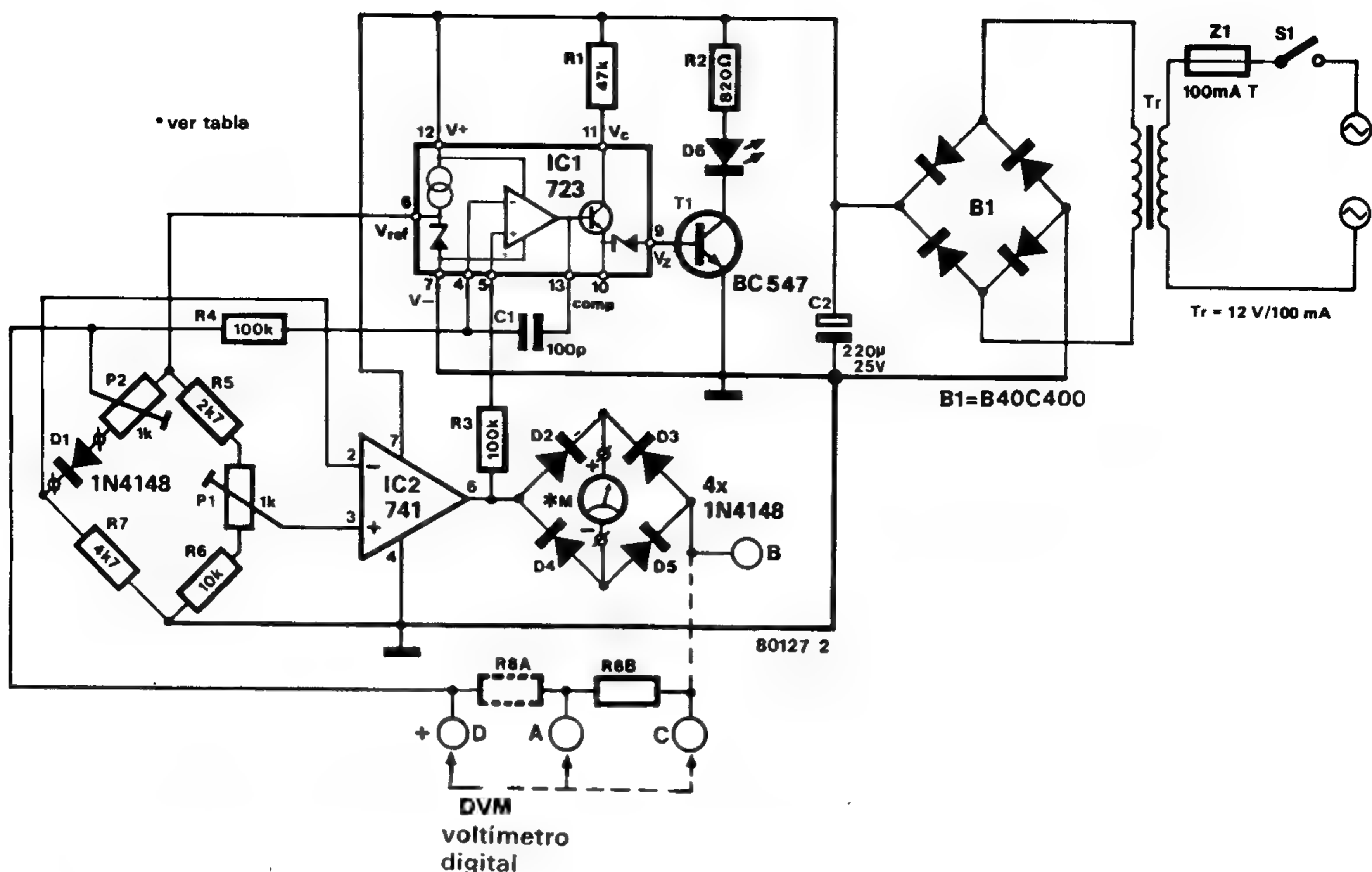


Figura 2. Circuito del termómetro lineal. Utilizando como sensor un diodo 1N4148, la temperatura puede leerse a través de un medidor de bobina móvil o de un voltímetro digital de entradas flotantes.

Tabla 1

escala	tipo de galvanómetro	margen de temperatura	R8A		puentes	voltímetro digital	**voltímetro digital conectado entre:
0- 30	0-300 A	- 30... + 30°C	1 k	60*	A - B	-0,3... + 0,3 V	A y D
0- 30	0-100 A	- 30... + 30°C	1k5	1k5	B - C	-0,3... + 0,3 V	C y D
0- 50	0-300 A	- 50... + 50°C	3k3	3k3	A - B y D - C	-0,5... + 0,5 V	A y D
0- 50	0-500 A	- 50... + 50°C	1 k		A - B	- 1... + 1 V	A y D
0-100	0- 1 mA	-100... + 100°C	1 k		A - B		A y D

** En este caso debe eliminarse el puente de diodos conectando directamente la salida de IC2 al punto B.
* = R8B no montada

Tabla 1. El valor de R8 (A + B) debe adaptarse al tipo de galvanómetro utilizado. El instrumento elegido determina el margen de medida. Si se utiliza un voltímetro digital también debe adaptarse R8 a la escala utilizada.

amplios márgenes de temperatura, no exigen ninguna técnica especial, son pequeños como los demás sensores, y son, lo cual no es ninguna tontería, muy baratos. El principio de la medida de las variaciones de temperatura por medio de un diodo semiconductor se basa en el hecho de que su tensión directa (a corriente constante) varía con la temperatura. En la figura 1 se da un ejemplo, correspondiente al diodo BAX 13, en el que puede verse cómo la tensión directa es función de la temperatura. Se observa fácilmente que presenta características PTC (las dos superiores) y características NTC (las dos inferiores) dependiendo del valor de la intensidad. Para un valor de la corriente directa de 1 mA, el diodo tiene un coeficiente de temperatura francamente negativo. A medida que la intensidad aumenta, la pendiente de la curva se atenúa hasta ser horizontal para una corriente de 75 mA. En este punto, la tensión directa es prácticamente independiente de la temperatura, lo cual nos será de gran utilidad como veremos más adelante. Cuando el valor de la in-

tensidad directa sobrepasa el valor de 75 mA el diodo se comporta con un coeficiente de temperatura positivo. Lo más significativo de las curvas presentadas en la figura 1 es su carácter extremadamente rectilíneo. Esta linealidad se mantiene para puntos situados por debajo del punto de congelación del agua; por tanto, el diodo BAX 13 es un sensor de temperatura ideal. Sin embargo, la mayoría de los diodos de uso común tienen curvas características muy similares, siempre que se mantenga constante el valor de la corriente que circula por el diodo.

Circuito

En la figura 2 se da el esquema completo del termómetro electrónico lineal. Se ha utilizado como sensor de temperatura un diodo 1N4148 que es muy fácil de localizar. En las condiciones del circuito, su tensión directa disminuye aproximadamente 2 mV por cada grado que aumenta la temperatura.

Cuando se utiliza un diodo como sensor de temperatura deben cumplirse dos condiciones fundamentales. En primer lugar, es preciso mantener lo más constante posible el valor de la corriente directa que circula por el diodo. En segundo lugar, el circuito que mide la tensión directa del diodo debe ser de alta impedancia. El diodo sensor (D1) está situado en un puente de resistencias que está alimentado por una tensión de referencia procedente de un circuito integrado 723. Para 0° el puente debe estar totalmente nivelado; es decir, no debe existir ninguna diferencia de tensión entre las dos entradas de IC2 (patillas 2 y 3). De hecho IC2 actúa de modo que no exista diferencia de tensión entre sus dos entradas, ya que la resistencia R7 está conectada a la entrada inversora y constituye un circuito de realimentación. De este modo, la caída de tensión en la resistencia R7 es igual al valor de la tensión presente en la entrada no inversora. Cuando la temperatura en el diodo sensor es 0°, la caída de tensión en R7 será igual a

Lista de componentes:

Résistances:

R1 = 47 k

R2 = 820 Ω

R3, R4 = 100 k

R5 = 2k7

Resistencias

Résistances:

R1 = 47 k

R2 = 820 Ω

R3, R4 = 100 k

R5 = 2k7

R6 = 10 k

R7 = 4k7

R8 = ver texto

P1, P2 = 1 k

Condensadores:

C1 = 100 p

C2 = 220 μ /25 V

Semiconductores:

T1 = BC 547 B

D1 ... D5 = 1N4148

D6 = LED rouge

IC1 = 723

IC2 = 741

Varios:

M = galvanómetro de bobina móvil (ver texto)

B1 = puente rectificador B40C400

Tr = transformador 12V/100 mA

S1 = interruptor unipolar

Z1 = fusible 100 mA

Caja de plástico

3

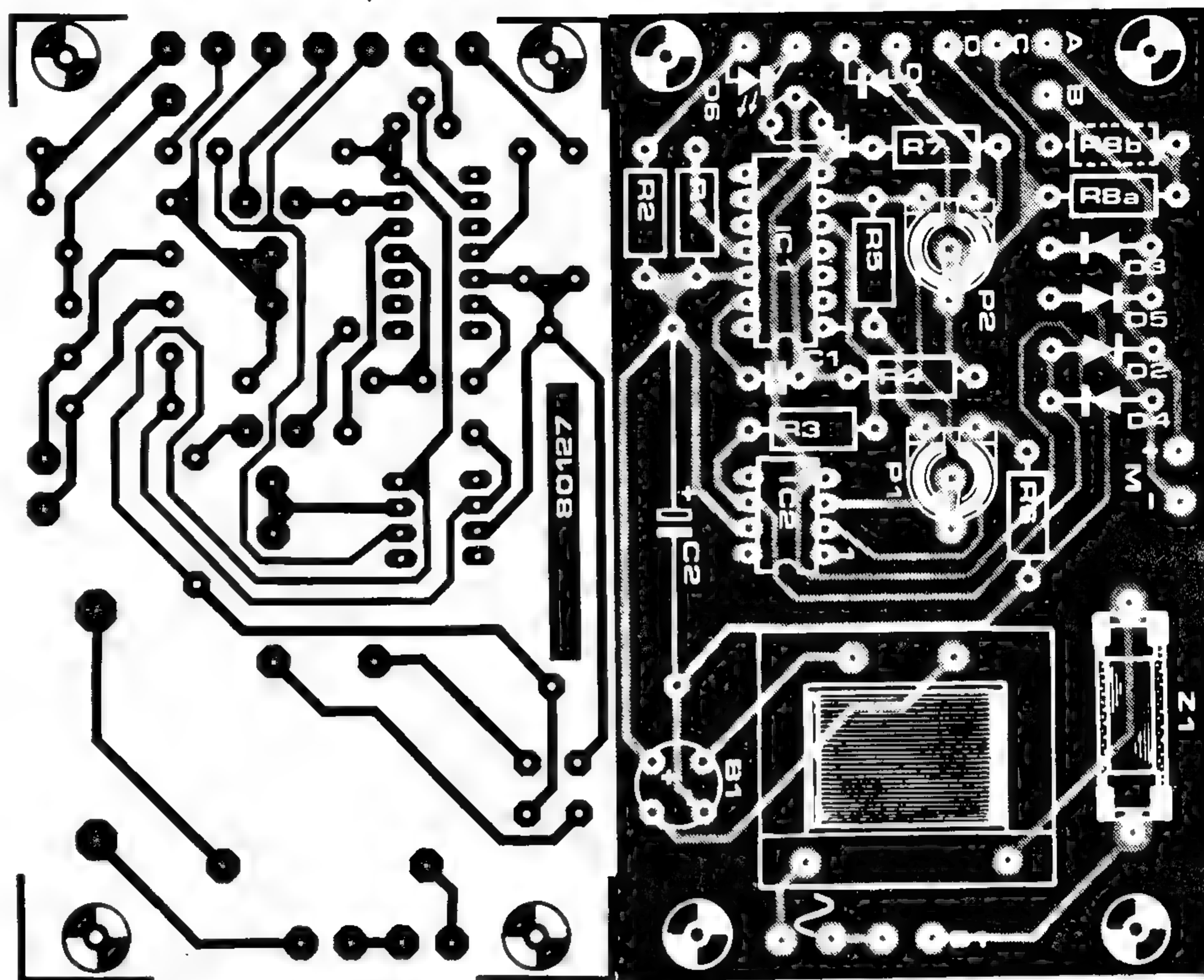


Figura 3. Circuito impreso y distribución de componentes del termómetro lineal. Se ha previsto el hueco necesario para colocar un pequeño transformador en la placa de circuito impreso.

la caída de tensión en R6 más la parte de resistencia de P1 comprendida entre el cursor y el punto común con R6. Ajustando la salida de IC2 al valor 0 mediante P1 el puente queda equilibrado. Para la lectura de la temperatura se colocará un galvanómetro medidor en la salida de IC2. En nuestro caso, este medido se ha conectado a un puente rectificador, de manera que sólo se desvía en una dirección. Esto simplifica en gran medida el ajuste de P1.

Cualquier variación de temperatura se traduce en un cambio en el valor de la tensión directa del diodo sensor D1. Como, por otra parte, la caída de tensión en R7, D1 y P2 es un valor constante, ya que constituye la referencia procedente del circuito integrado 723, cualquier cambio en el valor de la tensión directa de D1 se traduce en una variación de la caída de tensión directa de D1 se traduce en una variación de la caída de tensión en R7. Lo cual, de producirse, será detectado inmediatamente por IC2, que reacciona haciendo pasar una pequeña intensidad a través del medidor hacia P2 con el fin de compensar el cambio. De este modo, cualquier variación del valor de la corriente que circula por D1 debido a cambios en la tensión directa se ve compensado inmediatamente por la reacción de IC2. Es decir, el circuito que incluye el puente de diodos y la resistencia R8 consti-

tuye un bucle de servocontrol que mantiene la intensidad directa de D1 a nivel constante. La corriente que circula por R8 refleja, de este modo, los cambios de temperaturas del diodo sensor. Lógicamente se puede graduar el galvanómetro con una escala en grados centígrados, lo cual facilitará la lectura de la temperatura.

Como hemos dicho antes, el galvanómetro está conectado a un circuito de diodos rectificadores en puente. Esto significa que su aguja se desvía siempre en la misma dirección, independientemente de que la temperatura detectada por D1 esté por encima o por debajo de 0° C. En otras palabras, la lectura será la misma para +10° C y -10° C. Por tanto, es necesario algún tipo de indicación que diferencie si la temperatura está por encima o por debajo de cero. Hasta ahora sólo se ha utilizado la referencia de tensión del circuito integrado 723, pero este circuito contiene también un amplificador operacional provisto de un transistor de salida y de un zener. Si a esto le añadimos un LED, un condensador y un transistor podremos tener una indicación del signo de la temperatura medida en el galvanómetro. El LED se encenderá siempre que la temperatura esté por debajo de 0° C. El amplificador operacional 723 se utiliza para com-

parar la salida de IC2 con la tensión de referencia. Si se ha calibrado el circuito de manera que para 0° no se produzca ninguna desviación del galvanómetro, cualquier disminución de temperaturas se traducirá en un aumento de la salida de IC2. Esto hace que la salida del amplificador operacional pase a estado alto, el transistor T1 entre en conducción y que, por tanto, se encienda el LED. Cuando la temperatura sube por encima de cero se produce el proceso inverso y el LED se apaga.

Si se dispone de un voltímetro digital de entrada flotante se puede prescindir del medidor que acabamos de describir. En este caso, se medirá la caída de tensión en las resistencias R_{8A} y R_{8B} del circuito de realimentación ya que su valor es directamente proporcional a la intensidad que las atraviesa y, por tanto, a la temperatura. En este caso, la salida de IC2 puede conectarse directa a R_{8B} pudiéndose prescindir del puente rectificador y del circuito indicador de polaridad.

Como el termómetro digital utilizado es de entrada flotante, lo cual quiere decir que ninguno de sus terminales está conectada a masa, el valor de la temperatura aparece automáticamente precedida de los signos positivo o negativo, según los casos.

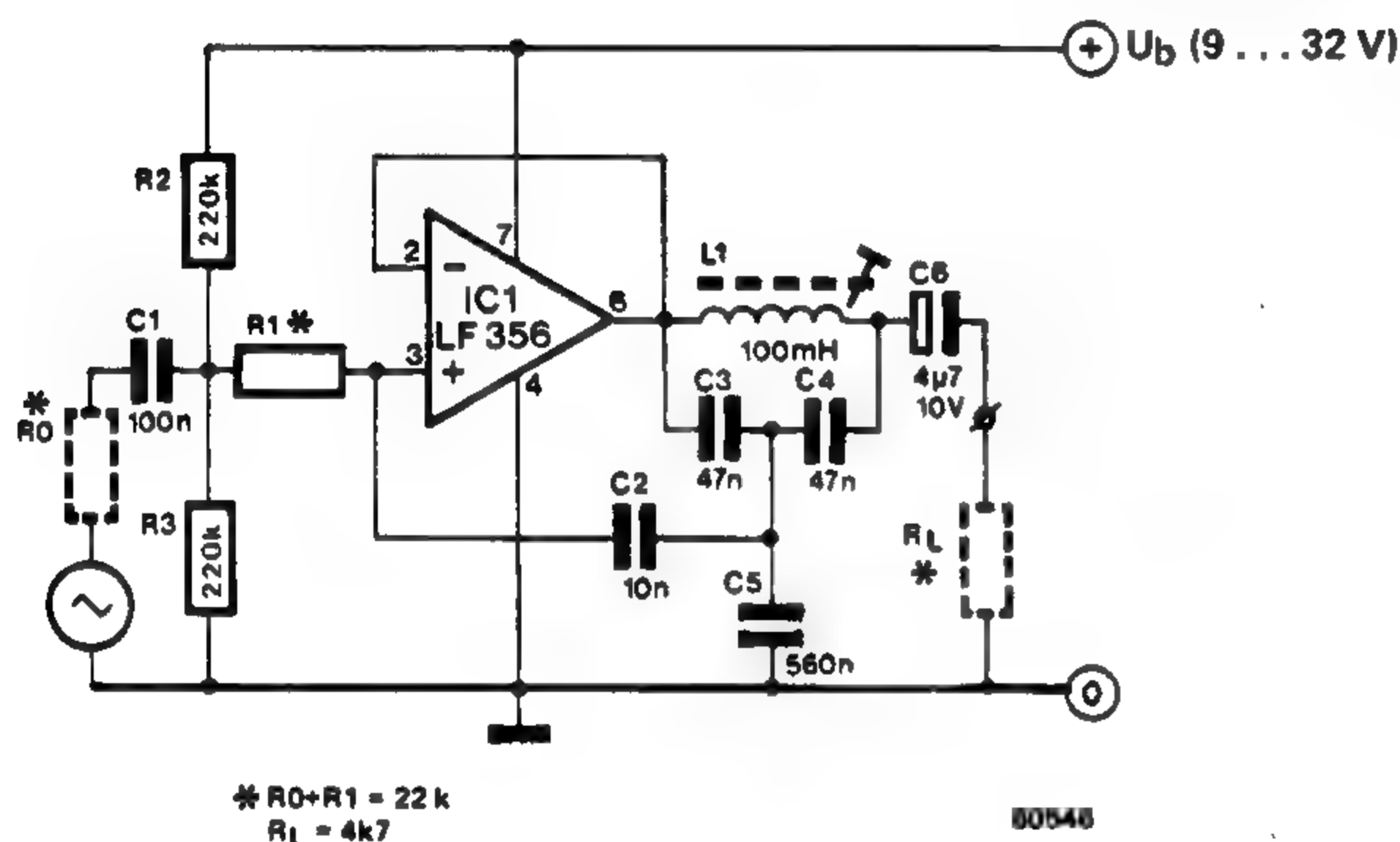
Construcción y calibración

La construcción de este circuito no debe presentar ningún problema si se utiliza la placa de circuito impreso que se muestra en la figura 3. En dicha placa se ha previsto también un hueco para un pequeño transformador de 12 V/100 mA. El diodo sensor de temperatura puede situarse a una distancia relativamente alejada del circuito. Para medida de temperatura ambiente puede utilizarse el diodo sin ningún tipo de protección. Cuando se desee medir la temperatura de líquidos será necesario aislar electricamente el sensor del líquido. Esto último debe ha-

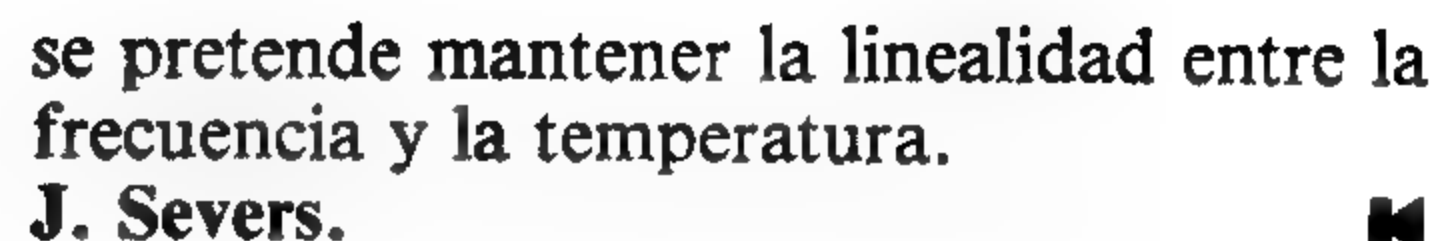
cerse utilizando una protección que sea lo más «transparente» posible desde un punto de vista térmico. El circuito impreso puede colocarse en una pequeña caja de plástico. Cuando se utilice un galvanómetro deberán ajustarse los valores de R_{8A} y R_{8B} de manera que la corriente que circula por ellas sea compatibles con el tipo de medidor elegido. En la tabla 1 se dan diversos valores de R_{8A} y R_{8B} en función de los valores extremos de la escala de medida. En la tabla se indica también los puntos a los que debe conectarse el voltímetro digital y los que deben puentearse cuando se utilice ese tipo de lectura. Para calibrar el circuito es necesario disponer de una cierta cantidad de hielo produci-

do utilizando agua destilada o dismineralizada. El hielo debe trocearse y colocarse en un recipiente en donde se pueda fundir lentamente. Se sitúa a continuación el sensor de temperatura en el hielo y se ajusta P1 de modo que la aguja del galvanómetro quede en el cero. Para calibrar el otro extremo de la escala se sitúa el cursor de P2 en el centro del potenciómetro y se coloca el diodo sensor (debidamente protegido) en agua hirviendo (también destilada o desmineralizada). Se actuará sobre el cursor de P2 hasta que la tensión en bornes de $R_{8A} + R_{8B}$ sea exactamente de 1 V. Puede comprobarse el ajuste del termómetro en otros puntos de la escala, siempre que se disponga de un buen termómetro de referencia.

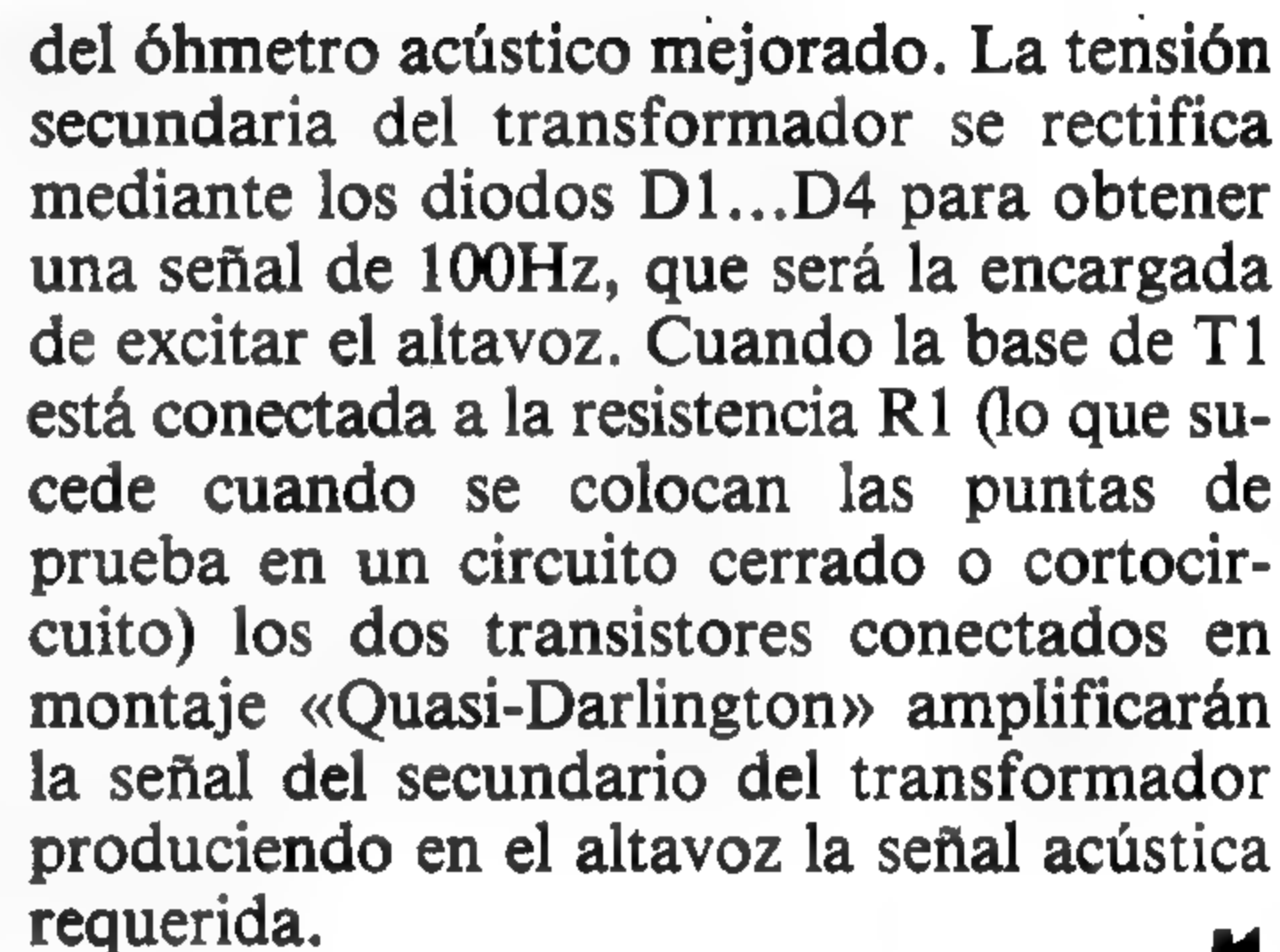
33 filtro paso-bajo



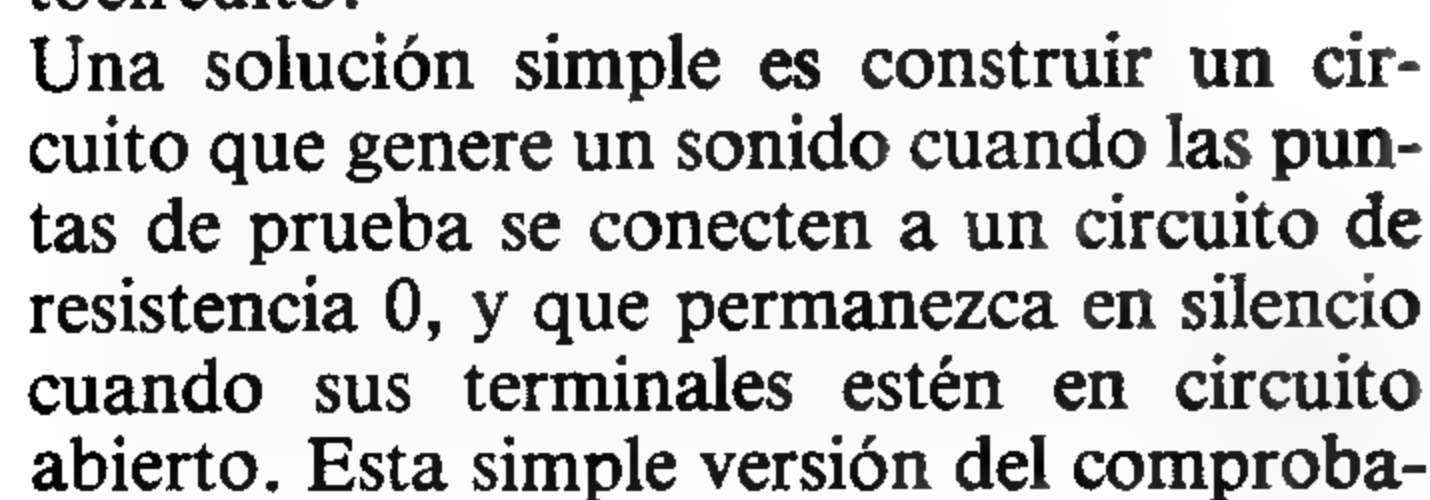
El transistor FET T5 estabiliza la corriente, y con ello la tensión de alimentación entregada al modulador. Este transistor deberá ser elegido experimentalmente. La idea es que exista una tensión constante en bornas de R1 y R2 cuando la tensión de alimentación varíe en el margen de $\pm 2V$. Esta es una condición absolutamente necesaria si



1

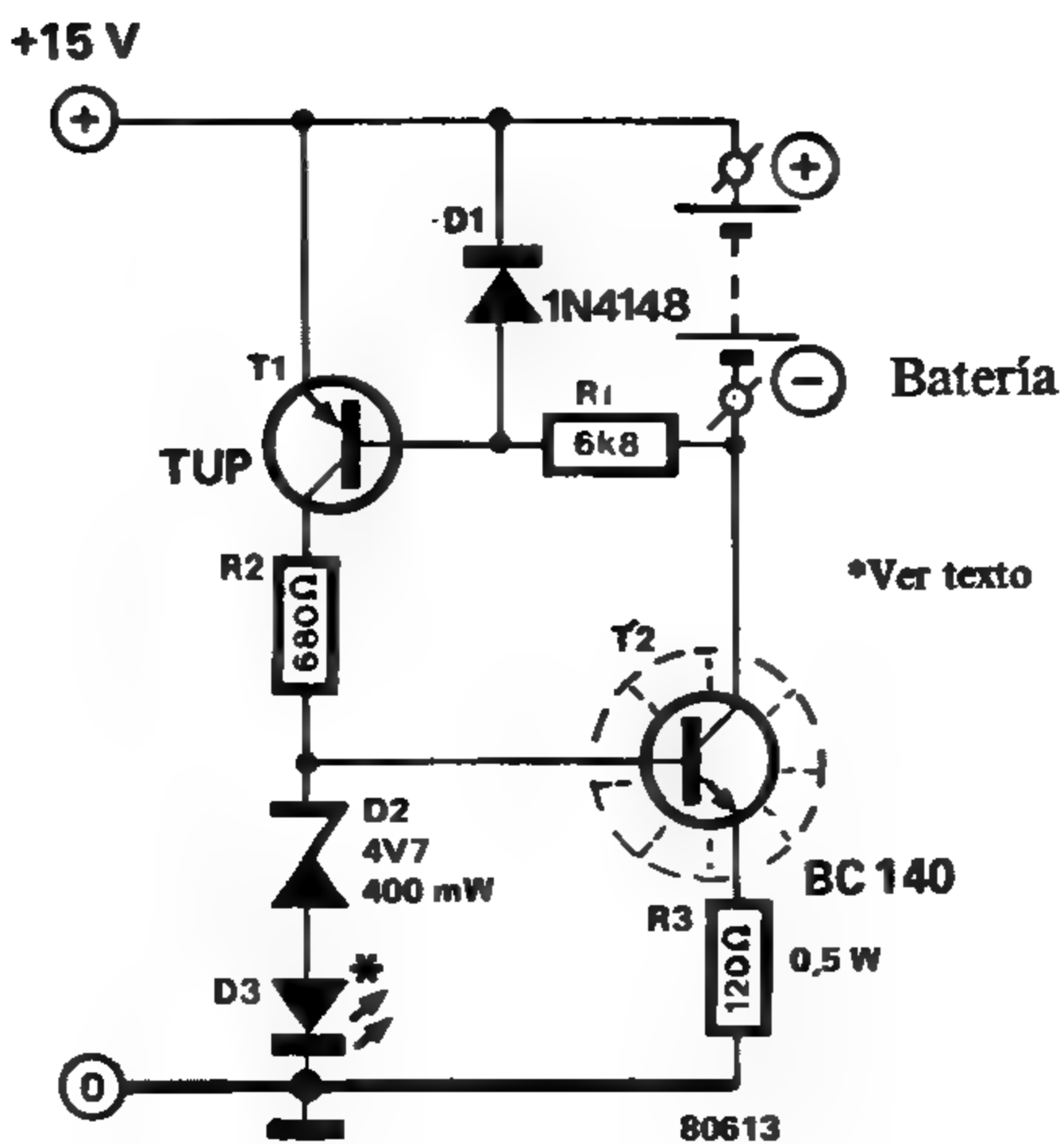


2



El cargador que se publica en este artículo soluciona el problema fácilmente, ya que interrumpe su funcionamiento siempre que

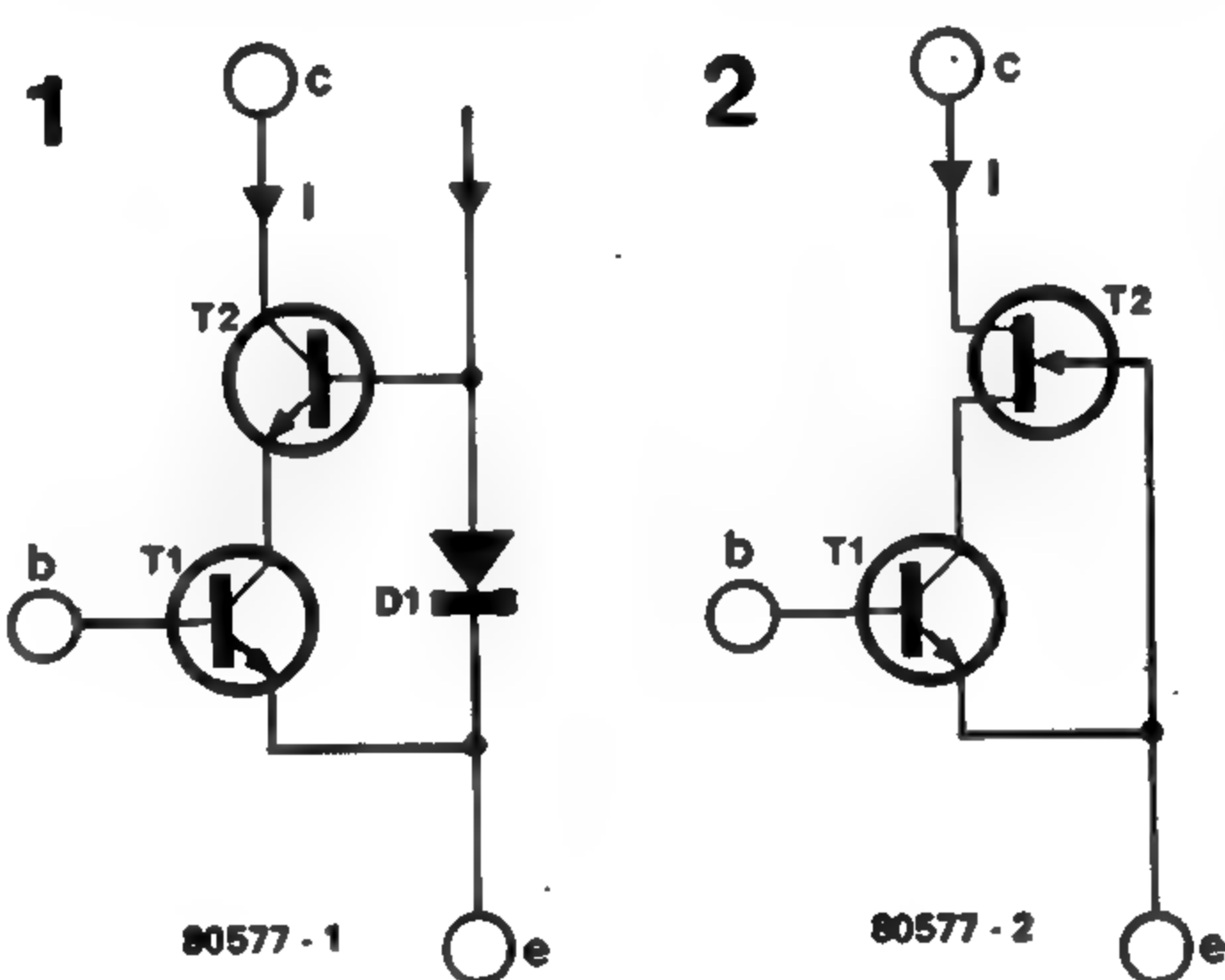
se colocan las baterías en posición equivocada. El cargador consiste en una fuente de corriente que mantiene constante la corriente de salida (50mA). El diodo zener D2 y el LED D3 mantienen constante la tensión de base de T2 y por tanto la caída en la resistencia R3. Al ser constante la corriente que fluye por la resistencia R3, el colector de T2 suministra también una corriente constante para la carga de los NI-CADs. El circuito de protección está formado por T1, D1 y R1. Cuando se colocan los NI-CADs en posición invertida, el transistor T1 se corta e interrumpe la carga de los acumuladores. Esta situación es indicada por el LED que se apaga. Cuando las baterías



se colocan en su posición correcta, T1 conduce, y las baterías se cargan normalmente. Este circuito está diseñado para cargar simultáneamente cuatro baterías. Si se coloca una de las baterías invertida y las otras tres en posición correcta, el cargador no será capaz de detectarlo. Los únicos componentes necesarios para la fuente de alimentación son un pequeño transformador y un condensador electrolítico. El circuito ha sido probado en nuestros laboratorios y funciona perfectamente, siempre y cuando las baterías no estén completamente descargadas.

37 | cascodo híbrido

Es de sobra conocido por los aficionados y profesionales de la electrónica que la conexión en serie (ver figura 1) de dos o más transistores crea un nuevo transistor que mejora las características individuales de cada uno de sus componentes. Para ello es necesaria una ligera realimentación entre el punto C (colector) y el punto B (base), y una impedancia de colector elevada, es decir, una fuente de corriente casi ideal en el punto C. En la versión de transistores bipolares de la figura 1, debe existir como mínimo una tensión de 0,6V entre la base de T2 y el emisor de T1 (D1 de la figura 1).



Si se sustituye T2 por un FET de canal N, la tensión de polarización del cascodo resulta mucho más fácil de ajustar (figura 2). En lo que concierne a la pendiente del transistor (relación entre la corriente de colector y la tensión de base) ambas versiones tienen la misma calidad.

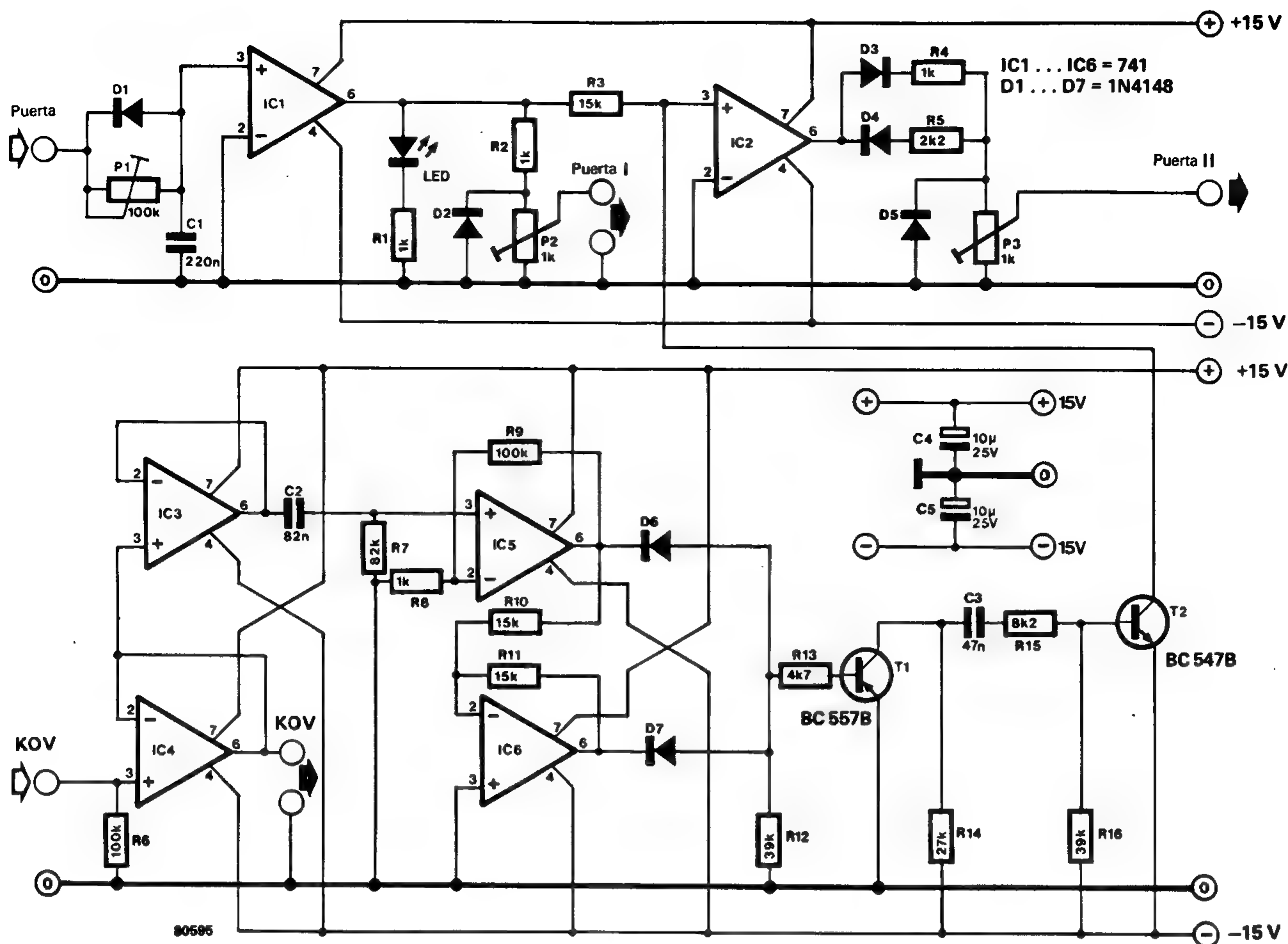
38 | interface de «legato» para el FORMANT

Este circuito es una versión ampliada del receptor de interface del sintetizador musical, publicado por ELEKTOR en el libro «FORMANT». La función de este circuito es permitir la ejecución de una partitura o cualquier otra melodía, con «legato». Se habla de «legato» (lo contrario que «estacato») cuando la melodía pasa de una nota a otra, suavemente, sin interrupción. Es decir, cada nota se pulsa antes de liberar la anterior. Pero como sabemos, al mantener una tecla pulsada en el FORMANT, no se generan impulsos de puerta, y por lo tanto las curvas de envolvente no pueden ser interrumpidas. Este inconveniente es especialmente notorio cuando se emplean envolventes del tipo AD (ataque-caída). Estos problemas se solucionan fácilmente utilizando el circuito que se describe en este artículo, el cual es capaz de diferenciar las tensiones procedentes del teclado (KOV) y proporcionar un impulso de 2mS para dis-

parar las señales de puerta. Obviamente, este sistema sólo funcionará si el «portamento» está desconectado (o anulado). El circuito de entrada formado por IC1 e IC4 constituye el receptor de interface actual. A continuación del buffer IC3 se encuentra un diferenciador y una etapa de conmutación amplificada. Con una ganancia de 100. IC5 proporciona pulsos de una excelente amplitud cuando se interpretan intervalos de un semitono. Para obtener un impulso negativo (cuando se recorre la escala de arriba a abajo, así como cuando se hace de abajo arriba) IC6 invierte los impulsos procedentes de IC5. Las salidas de ambos (IC5 e IC6) integrados, están conectadas a una puerta OR de diodos formada por D6 y D7. La etapa transistorizada que figura a continuación, conforma los impulsos de «legato» y los transmite al circuito de puerta del sintetizador. Como puede verse en el cir-

cuito, los impulsos de puerta originales están disponibles en la salida «puerta 1», y los impulsos de 2mS para el «legato» se encuentran disponibles en la salida «puerta 2». Cuando se utiliza esta última, el generador ADSR queda desconectado, es decir cuando se utiliza el «legato» el generador de envolventes no funciona. Para cambiar de una modalidad a otra («legato» o normal), se instalará un inversor el nuevo circuito de interface, de modo que permita pasar fácilmente de uno a otro según el instrumento que se esté sintetizando.

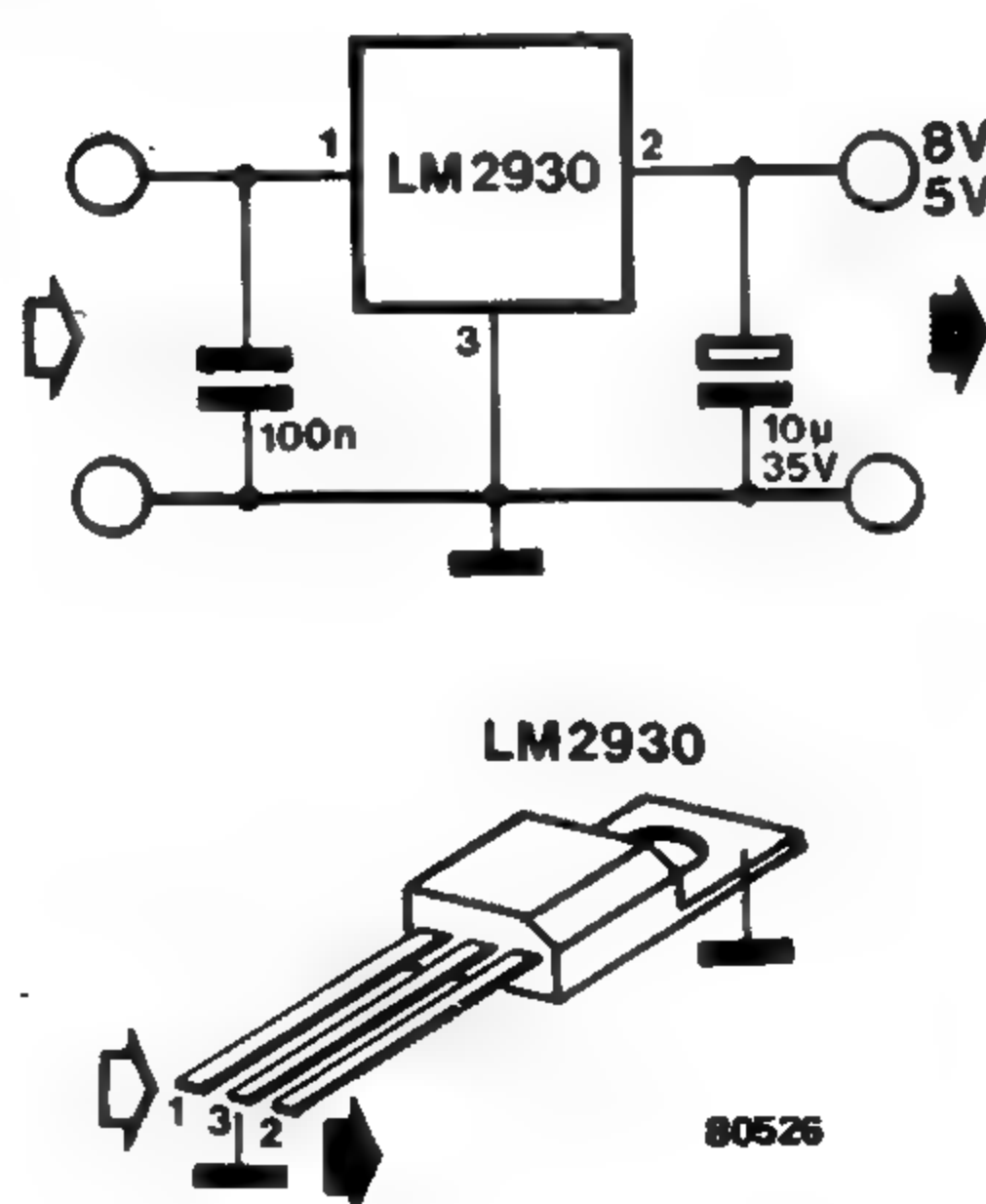
M. Bertuch.



39 | estabilizador para coche

Junto con los conocidos reguladores integrados de tres patillas, existen otros tipos con el mismo formato, diseñados para funciones muy específicas, como por ejemplo el LM 2930. Este integrado se diseñó inicialmente para su uso en vehículos a motor, sin embargo posee otras aplicaciones. Este integrado presenta algunas características de gran interés, por ejemplo sólo necesita una diferencia de tensión de entrada salida de 0,6V para funcionar. Las inversiones de polaridad en la entrada no le afectan y soporta picos de tensión de hasta 40V sin resultar dañado.

Otras características incluidas en el CI son la limitación de tensión y protección térmica,



sin embargo estas son menos espectaculares. Puesto que la tensión de salida de este regulador es de 5V (también lo hay en versión de 8V) y su corriente máxima 200mA, este integrado será ideal para instrumentación de vehículos (velocímetros, taquímetros, etc.). El circuito de aplicación es extremadamente simple. Los condensadores se montarán cerca del integrado para prevenir oscilaciones. En la mayoría de las aplicaciones se montará junto con un refrigerador que igualmente deberá ir conectado a masa. La tensión máxima de entrada para este regulador es de 26V.

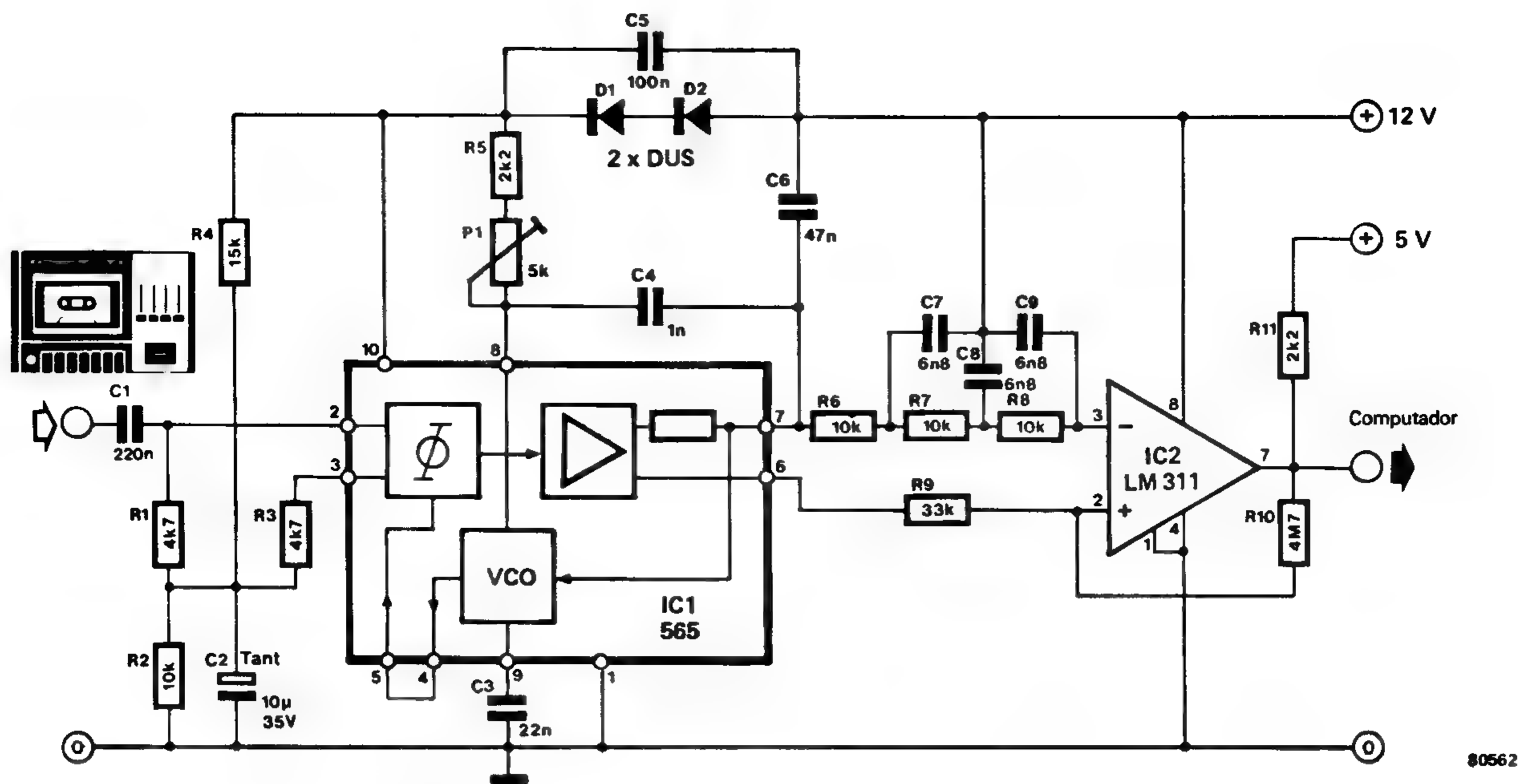
40 | demodulador FSK PLL

Las señales FSK (modulación por desplazamiento de frecuencia) pueden ser demoduladas en forma muy sencilla con la ayuda de un PLL (bucle sincronizador de fase). La modulación por variación de frecuencia se

utiliza corrientemente en la transmisión de datos. En este sistema de transmisión, la señal portadora varía entre dos frecuencias predeterminadas. Dichas frecuencias se obtienen mediante un VCO controlado por

una señal binaria, con lo cual las frecuencias vienen definidas por los niveles lógicos «0» y «1».

Cuando en la entrada de IC1 aparece una señal, el VCO sincroniza su frecuencia con

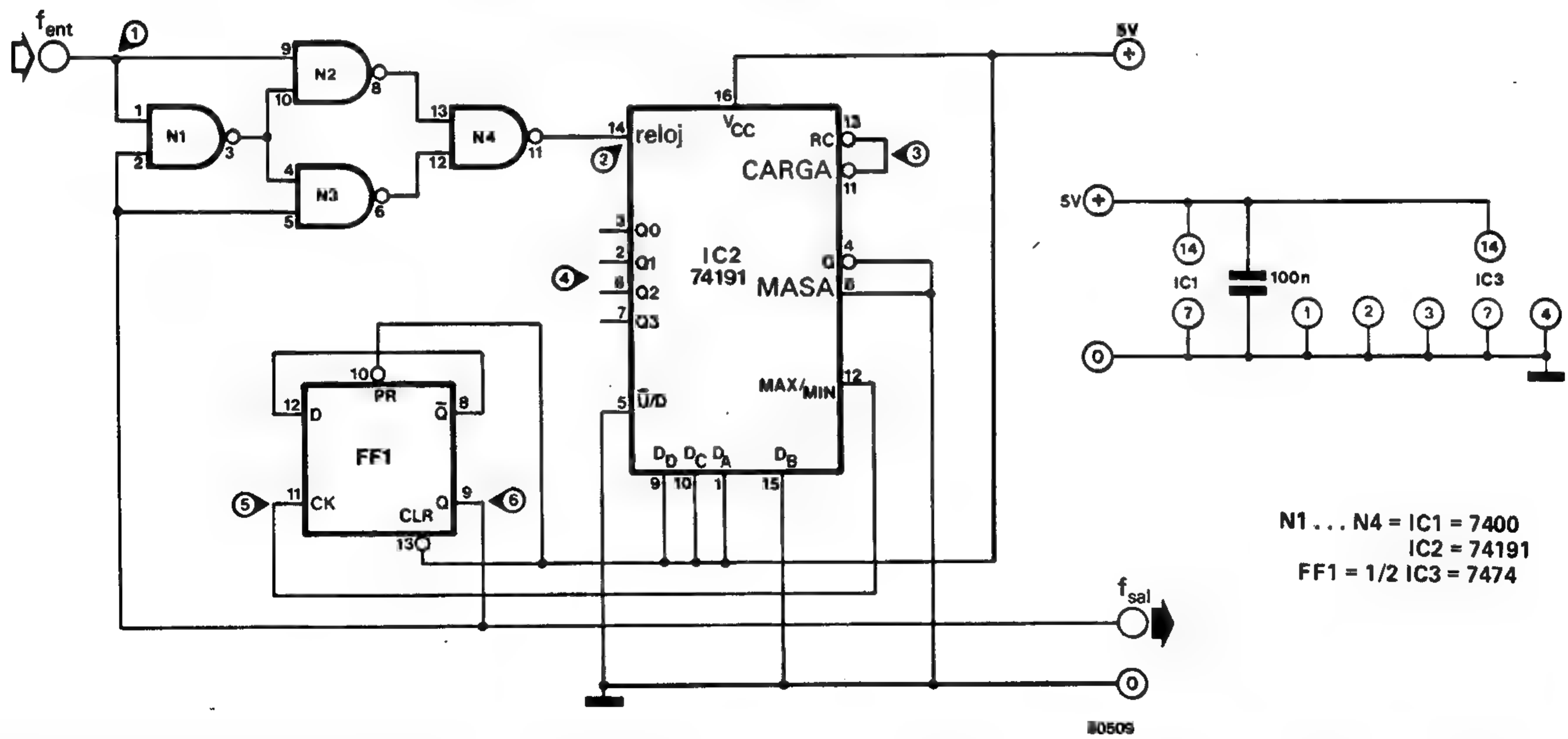


la de entrada. Esto implica una variación de tensión de igual magnitud en la salida de IC1 (patilla 7). El condensador que forma el bucle capacitivo (C6) presenta un valor inferior a lo normal con el fin de eliminar los

picos en la tensión de salida. De la misma forma el conjunto de 3 filtros RC se emplea para «limpiar» la señal de salida. La frecuencia fundamental del VCO puede ajustarse mediante P1 entre 1.900 y 6.200Hz.

Las características del filtro pasa-bajo (R5...R8, C7...C9) hacen este circuito adecuado para velocidades de transmisión de hasta 714 baudios.

4 divisor impar



Frecuentemente se hace necesario dividir la frecuencia de una señal por un factor determinado. Esto es una cosa sencilla, excepto cuando la señal requerida es una fracción de la señal de «reloj» principal. Para resolver este problema se utilizan circuitos integrados especiales (divisores), si embargo, estos circuitos presentan un inconveniente: no pueden dividir más que números múltiplos de dos, es decir números pares. Para dividir números impares, es preciso emplear otro sistema. Uno de los más corrientes es utilizar un contador, de forma que éste se ponga a cero (mediante una señal de reset) cada vez que se alcance la cuenta

correspondiente a la relación de división deseada. Este sistema presenta también un inconveniente: la señal de salida es asimétrica, ya que su factor de forma depende de la relación de división. El circuito que se describe en este artículo proporciona una señal cuadrada cuyo factor de forma es del 50 por 100 (suponiendo que la señal de entrada sea simétrica) y puede dividir por cualquier número comprendido entre 3 y 29. El principio de base es simple pero ingenioso. Como en el caso anterior, se utiliza un contador, sin embargo aquí cuenta semiperíodos de la señal de entrada, en lugar de períodos

completos, de forma que colocando una báscula a la salida, puedan obtenerse relaciones de división impares. El circuito (figura 1) IC2 es un contador de dos sentidos (cuenta/descuenta). La señal de «reloj» para este contador, se obtiene a partir de una puerta «OR exclusiva» (puertas N1...N4). Este circuito tiene la misión de invertir la señal de entrada f_{ent} cuando la patilla 2 de N1 esté a nivel alto, y dejarla pasar sin introducir ninguna modificación cuando esta patilla esté a nivel bajo. La salida del contador se aplica a la báscula FF1. La mejor manera de explicar el funcionamiento del circuito será acudir al

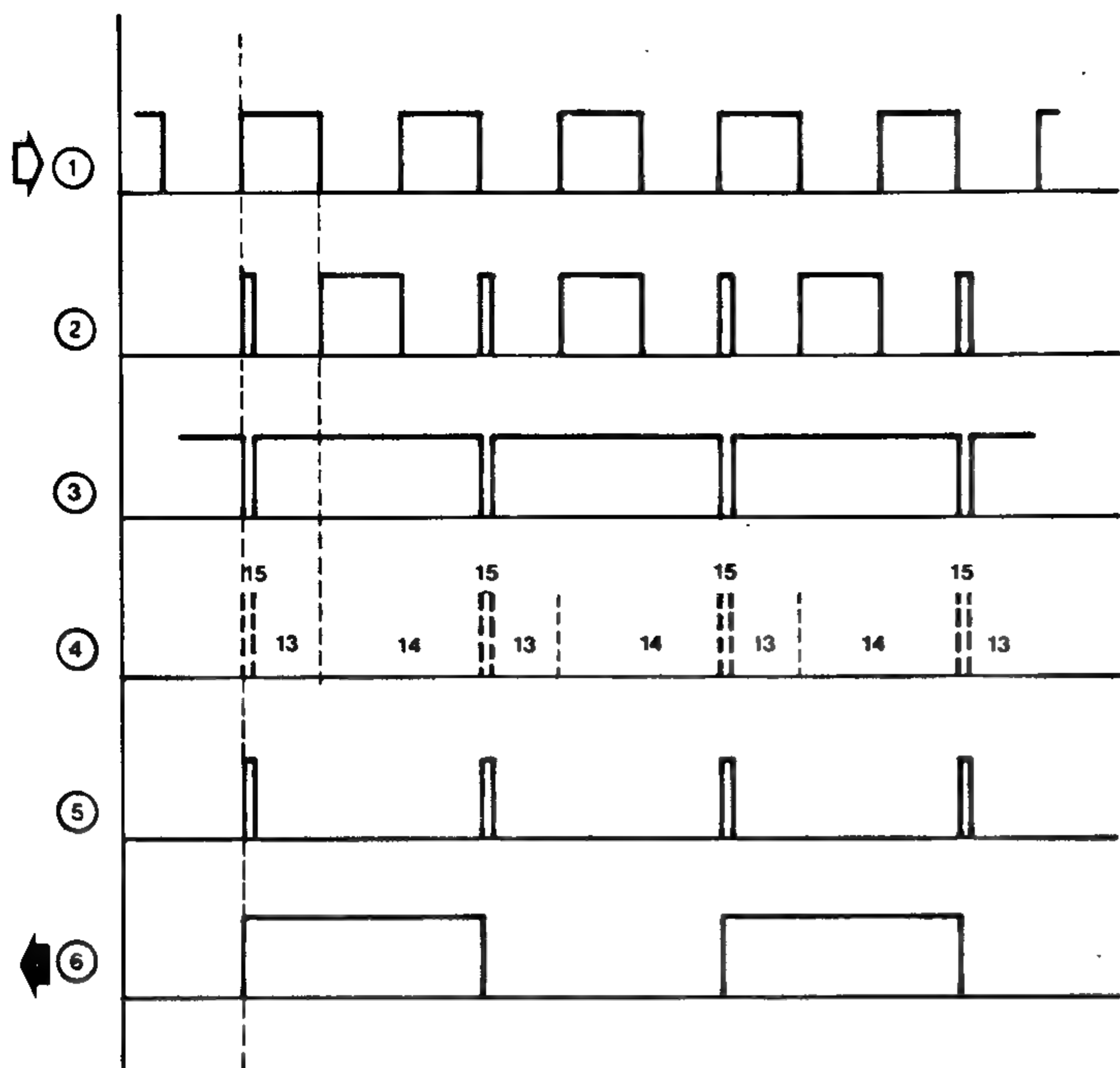


diagrama de señales que circulan por el circuito:
La señal de entrada (1) se representa en la parte superior; la señal de reloj para el con-

tador (2) se deriva de esta última invirtiéndola durante el semiperíodo positivo de la señal de salida (6), dejándola inalterada cuando la señal de salida es cero. Esta señal

de «reloj» se utiliza como impulso de cuenta para IC2.
La cuenta real, se determina de la forma siguiente. Cada vez que un impulso de «carga» aparece en la patilla 3 (señal 3 de la figura 2) el número binario presente en las entradas D_A...D_D es cargado en el contador. En el ejemplo indicado este número es el 1101 (sólo se conecta D_B a masa), cuyo equivalente decimal es el 13. Comenzando en este número, el proceso de cuenta se sigue hasta 15 (tras lo cual aparece un impulso en la salida «ripple carry»). Este impulso se utiliza como señal de carga. Simultáneamente aparece un impulso de salida sobre la patilla 12, que es reconocido por la báscula como impulsos de reloj. Como puede observarse en la figura 2, las salidas cambian de estado cada tres semiperíodos de la señal de entrada, en otras palabras se trata de una división por tres. La frecuencia de salida viene determinada por el número N presente en las entradas de datos de la siguiente forma:

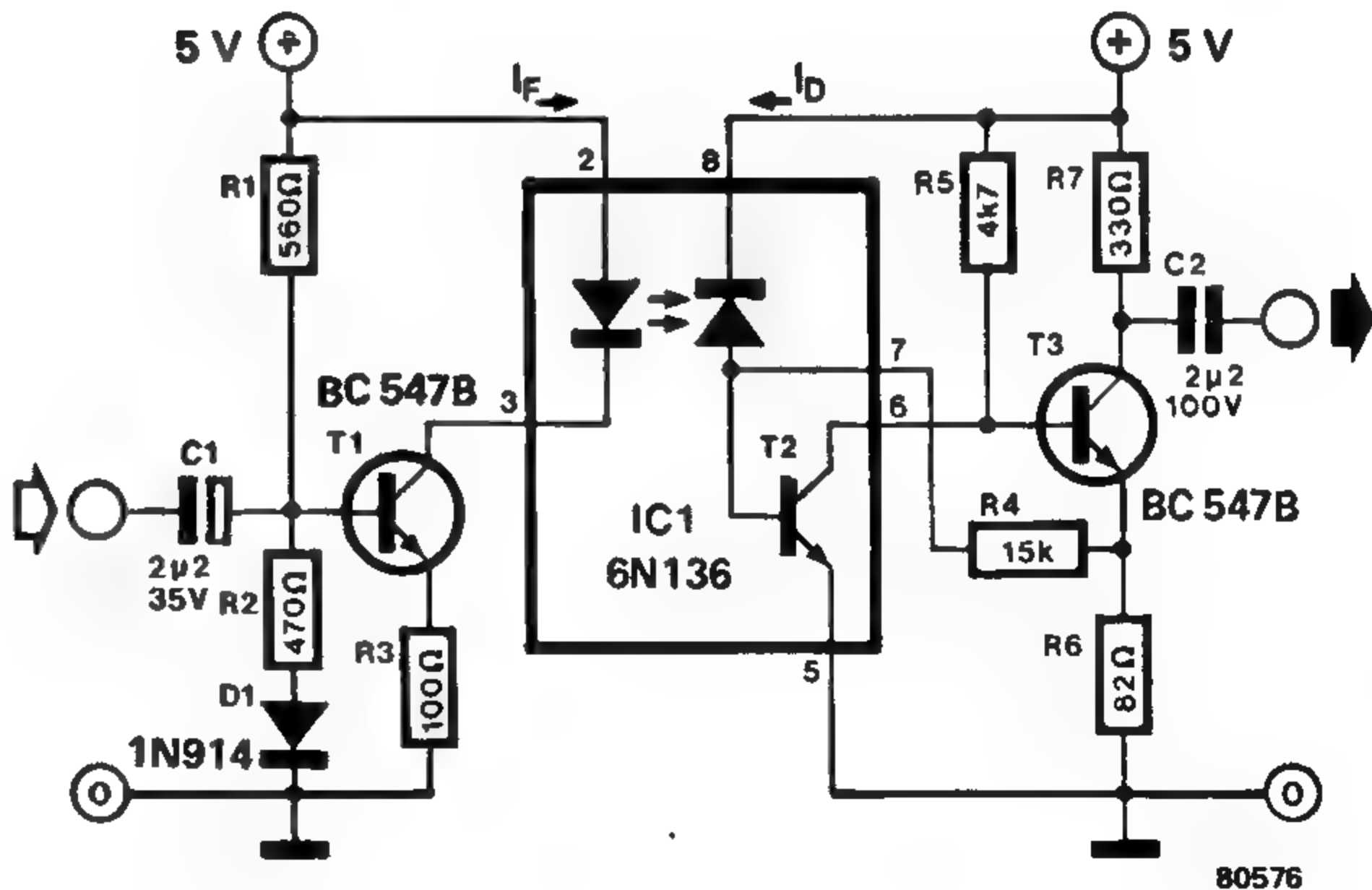
$$f_{sal} = \frac{1}{2(15-N)-1} \cdot f_{ent}$$

Donde N es cualquier número entero comprendido entre 0 y 13.

42 | opto acoplador de alta frecuencia

Existen muchos casos en los que la transmisión de una señal entre dos puntos, de forma «segura» es imprescindible. La señal alterna que transporta la información, obviamente ha de ser transmitida en su totalidad, a la vez que se bloquean las tensiones continuas, tanto si son de alto valor como si son corrientes de derivas; en resumen la transmisión de una tensión alterna entre dos circuitos es generalmente poco deseable. Este tipo de situación es clásica cuando uno de los circuitos trabaja con tensión de red, o con tensiones continuas de alto valor, y se desea que los circuitos a él conectados mantengan en todo momento la seguridad. La solución más adecuada y moderna para este problema es utilizar los llamados opto acopladores, en los que la señal útil se transmite bajo la forma de una modulación luminosa.
En el circuito que se presenta en este artículo la señal de entrada se aplica a T1. Este transistor queda polarizado por una corriente de 20mA mediante las resistencias R1, R2 y R3. El valor de la resistencia R3 se elegirá de forma que la corriente I_F (corriente que atraviesa el fotodiodo) varíe entre 15 y 25 mA, para variaciones de la tensión de entrada de 1V pico a pico. Se puede mejorar la linealidad del circuito (en detrimento de la relación señal/ruido) reduciendo la excursión de I_F. Para obtener este resultado se aumentará el valor de R3 y se añadirá una resistencia conectada entre el colector de T1 y masa, para así obtener la corriente estática de reposo que se pretendía (20mA).
El transistor de salida incluido en el integrado (T2), queda conectado en cascada con el

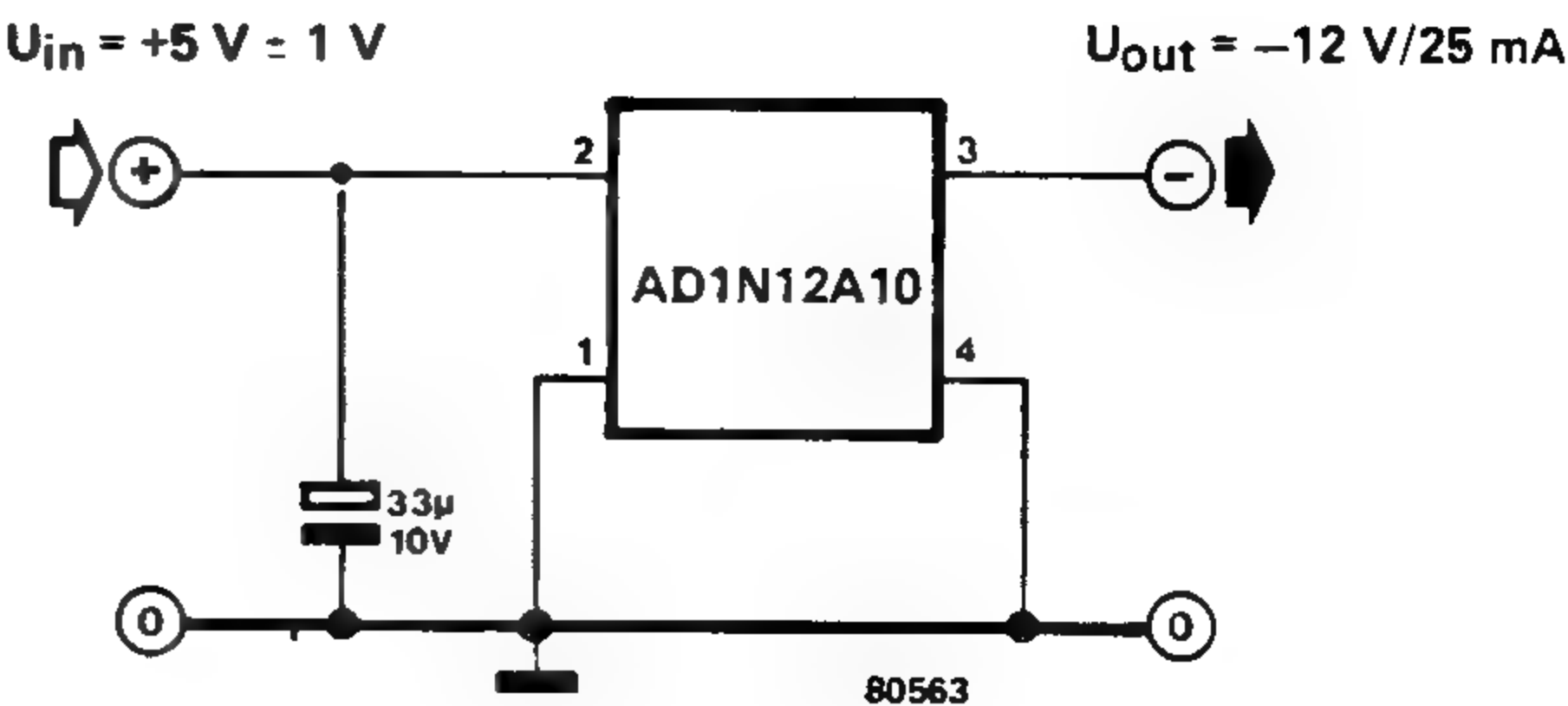
transistor T3. R4 y R6 proporcionan una cierta realimentación al circuito. El valor de R6 deberá elegirse de modo que el producto ganancia ancho de banda de T3 sea máximo. R7 determina la excursión de salida máxima; obviamente habrá de elegirse un valor para obtener la salida máxima sin que se produzca el recorte de la señal. La ganancia en lazo cerrado ($\Delta U_{sal} / \Delta U_{ent}$) queda determinado por R4 según la fórmula:

$$\frac{U_{SAL}}{U_{ENT}} = \frac{I_d}{I_F} \cdot \frac{1}{R_3} \cdot \frac{R_4 \cdot R_7}{R_6}$$


En el caso, poco probable de que el amplificador de salida (T2/T3) entre en oscilación, se deberá conectar un condensador de 27 a 100 pF entre el colector y al base de T3.
Tabla de características:
Linealidad del 2% sobre una gama dinámica de 1V_{pp}.
Banda pasante: 10MHz.
Variaciones de ganancia: 0,6%, —0,6°C.
Rechazo en modo común: 22dB a 1MHz
Aislamiento en corriente continua: 3.000V.
Nota de aplicaciones de HP

43 | convertidor de -12 a + 5V

En numerosas circunstancias, y particularmente en el campo de los microprocesadores, se emplean sistemas alimentados con tensiones TTL, pero existen algunos dispositivos, tal como algunas memorias ROM, que exigen una alimentación negativa de baja potencia. Actualmente ya no es necesario añadir un segundo transformador para obtener esta segunda línea de alimentación negativa puesto que se han comercializado unos pequeños convertidores continua/continua, aptos para ser montados en las tarjetas de circuito impreso, tal como el modelo AD1N12A10 presentado por Astec. Este dispositivo no mide más que 34×26×10mm., pudiendo suministrar una tensión negativa de -12V/5mA, a partir de una simple alimentación positiva de 5V. El rendimiento de conversión del

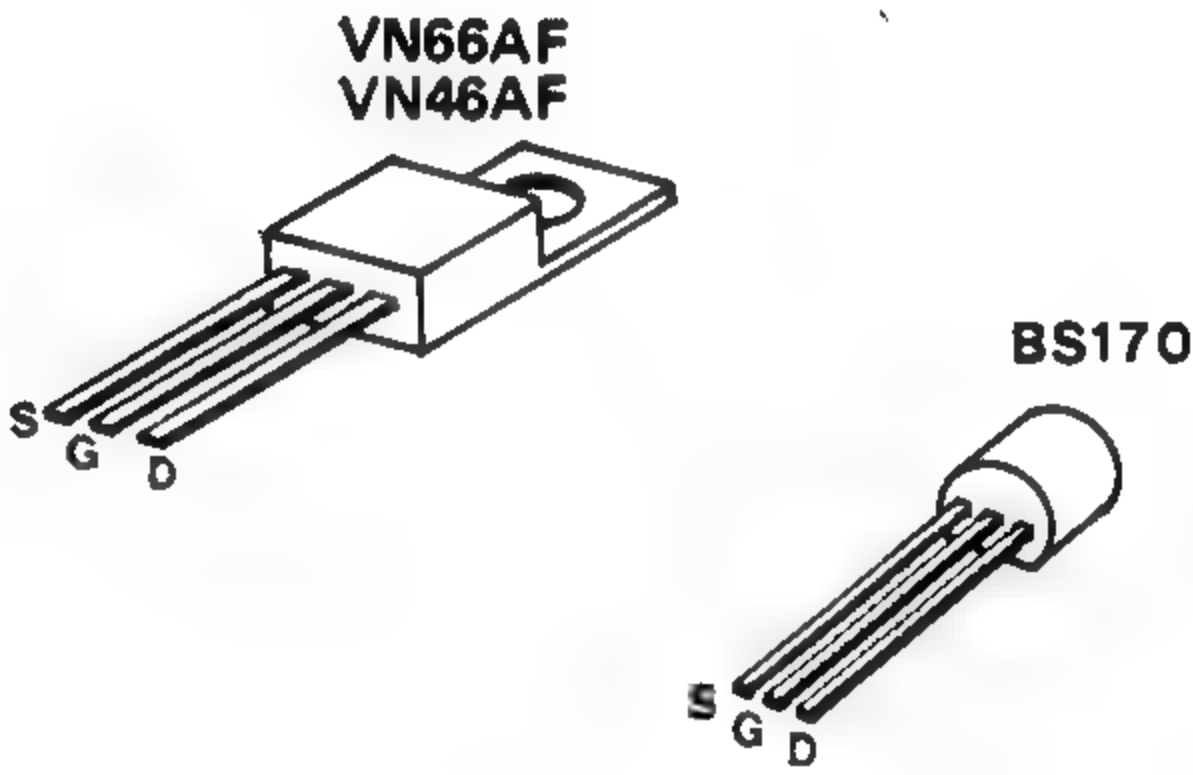
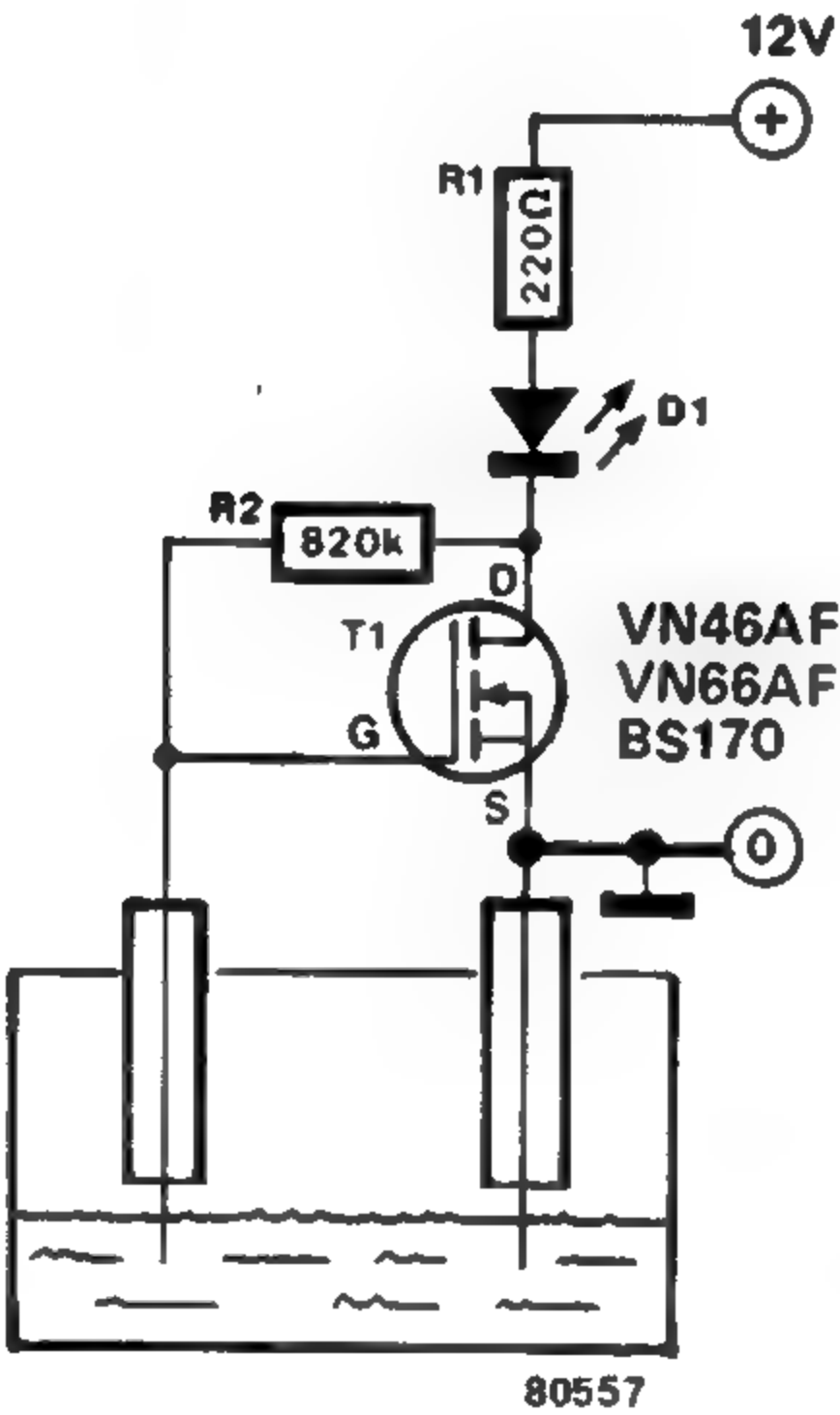


AD1N12A10 se sitúa alrededor del 75 por 100, mientras que la regulación de línea y carga se estima en un 0,8 por 100 y 1 por 100, respectivamente. Aunque en la versión básica sólo se precisa un condensador exterior la tensión de rizado en la salida es tan sólo de 500mVpp.

Astec suministra una amplia gama de convertidores, que trabajan con tensiones de +5V, para producir tensiones positivas de +9, +12, +15 ó +20; o negativas de -5, -9, -12, -15 y -20V; o aún con 2 tensiones simétricas de ±9...±20.

44 | detector de nivel con VFET

Medir el nivel de agua en un depósito puede hacerse de varias formas, y por supuesto, unas más complicadas que otras. El circuito presentado en este artículo enciende un LED cuando el nivel de agua desciende por debajo de los electrodos. Cuando el nivel de agua es elevado, el FET deja de conducir debido a que la puerta (gate) queda conectada a masa y no existe diferencia de potencial entre puerta y fuente. Cuando el nivel de agua desciende, se interrumpe la conexión G-S (puerta-fuente). En este momento la puerta queda conectada al potencial positivo gracias a la resistencia de 820k, y por consecuencia el FET entra en conducción, encendiendo el diodo LED. Si se desea que el circuito haga la operación contraria, es decir, que se encienda el LED



cuando los electrodos estén bajo el agua (conexión G-S cerrada), basta con conectar el electrodo que estaba a masa, al terminal positivo de alimentación, e insertar la resistencia R2 entre los terminales G-S. Nota de aplicaciones de ITT.

45 | anti-robo con interruptor sensorial

Son innumerables los dispositivos que a lo largo de los años se han diseñado para evitar los robos de coches. Gran número de estos dispositivos tienen por objeto, impedir el robo mediante un cortocircuito en la llave de contacto, o bien, abrir el circuito de la bobina de AT intercalando una segunda llave de contacto. En este caso, la idea básica consiste en colocar un segundo contacto de arranque en serie con el de origen; obviamente este dispositivo deberá estar escondido o camuflado. Esta solución es verdaderamente atrayente, pero presenta dos inconvenientes. En primer lugar, el segundo interruptor debe quedar cuidadosamente disimulado pero al alcance del conductor; criterios aparentemente incompatibles.

En segundo lugar, es preciso que el contacto auxiliar quede desconectado cuando se retira la llave de contacto del vehículo, o de otra forma el circuito anti-robo no serviría para nada. Debido a esto resulta bastante fácil olvidar la desconexión del segundo contacto cuando se deja el coche apresuradamente. El circuito que se presenta en este artículo constituye una tentativa para solucionar estas dos dificultades. Para arrancar el motor, se comienza por cerrar la llave de contacto, S1. En este momento la bobina queda desconectada de la alimentación, puesto que el contacto re/a insertado en el circuito primario de la bobina se encuentra igualmente abierto. Al tocar con el dedo en

el contacto sensitivo, se envía un débil impulso de corriente a la base de T1, con lo cual este transistor, así como el Darlington T2/T3 entran en conducción. En esta situación el relé queda excitado en permanencia, ya que también se ha cerrado el contacto re/b que cortocircuita el darlington de salida, y por tanto, no es necesario permanecer con el dedo en el sensor táctil. En este momento el coche puede arrancar normalmente, es decir, como si no hubiera ningún dispositivo anti-robo. Cuando se retira la llave de contacto el relé se desexcita y como consecuencia el dispositivo anti-robo queda nuevamente en funcionamiento. El funcionamiento del circuito es sencillo y evidente. El filtro R3, C2, que se incluye en

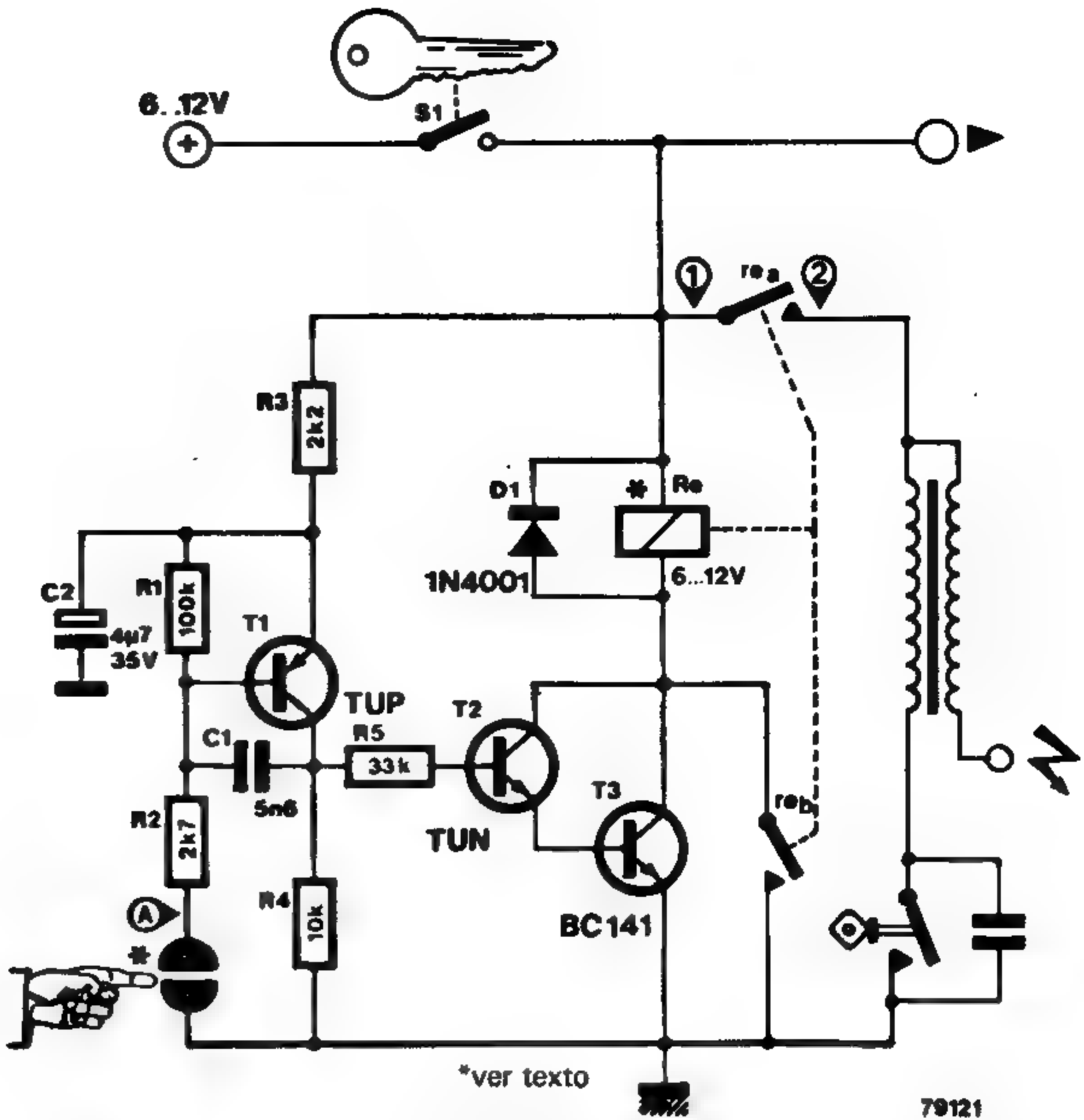
la línea de alimentación de T1, junto con el condensador de estabilización C1, protegen al circuito contra las tensiones transitorias que podrían generarse, por ejemplo, cuando se encuentra en funcionamiento el motor del limpiaparabrisas o de la ventilación. De esta forma se impide que las tensiones parásitas exciten el relé.

En lo que concierne a la realización del sensor táctil, así como su camuflaje, se deja a la elección del lector. Es aconsejable utilizar un relé robusto y sobre todo fiable ya que este componente se verá sometido a fuertes vibraciones mecánicas que podrían perturbar el funcionamiento del vehículo. Existen varios tipos de relés para automóvil, provistos de terminales faston que podrían acoplarse perfectamente a este circuito.

Para mantener en secreto nuestro dispositivo anti-robo cuando se lleve el coche al taller será necesario inutilizar el anti-robo, de modo que el coche arranque normalmente, sin evidenciar la instalación del dispositivo anti-robo. Para ello bastará con cortocircuitar el punto 1 con el punto 2, antes de llevar el coche a reparar, con lo que el

vehículo recuperará su normal comportamiento. Realizando unas pequeñas modificaciones en el circuito, éste se podrá utilizar igual-

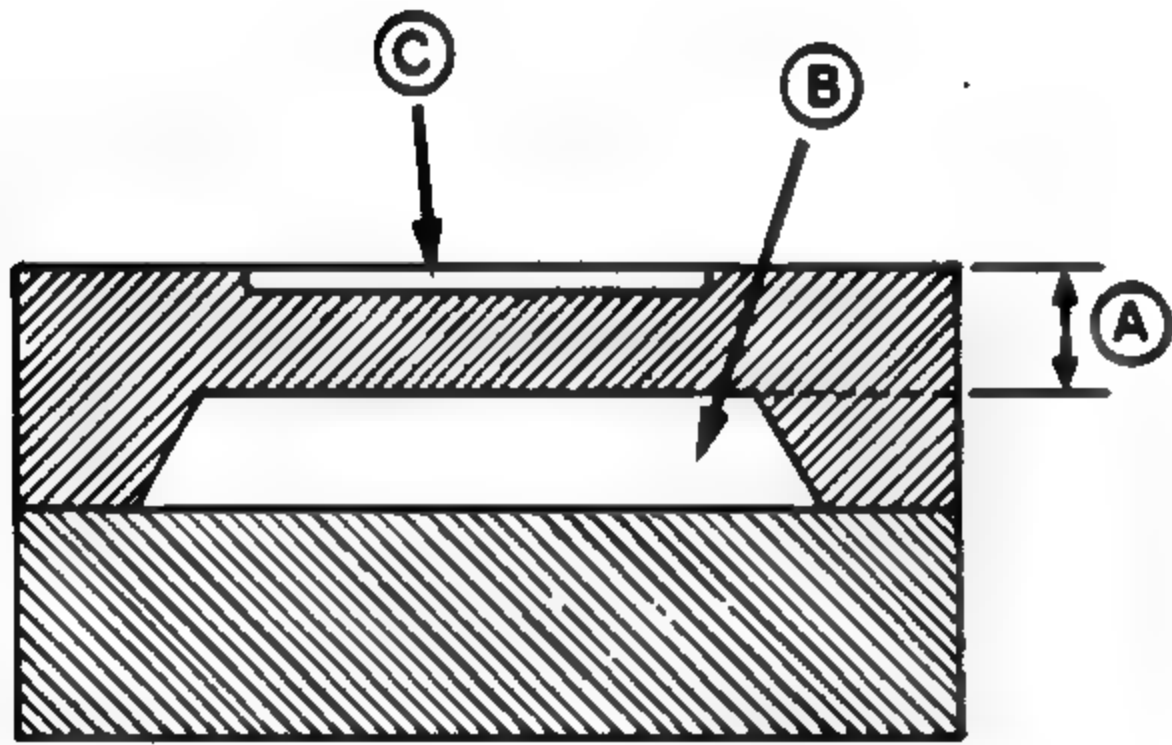
mente para conmutar cualquier de los accesorios del vehículo (la radio, la luz interior, etc.).



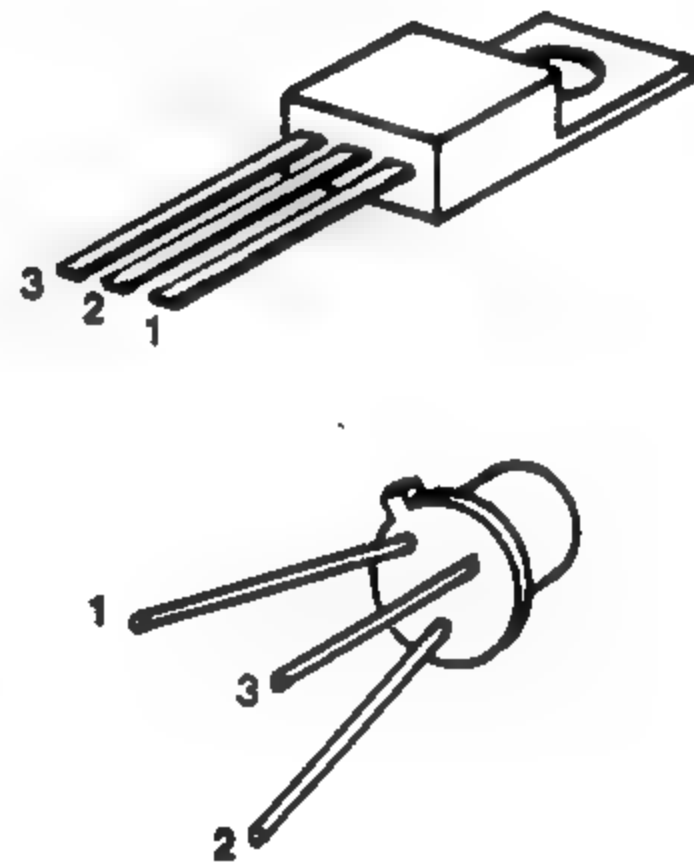
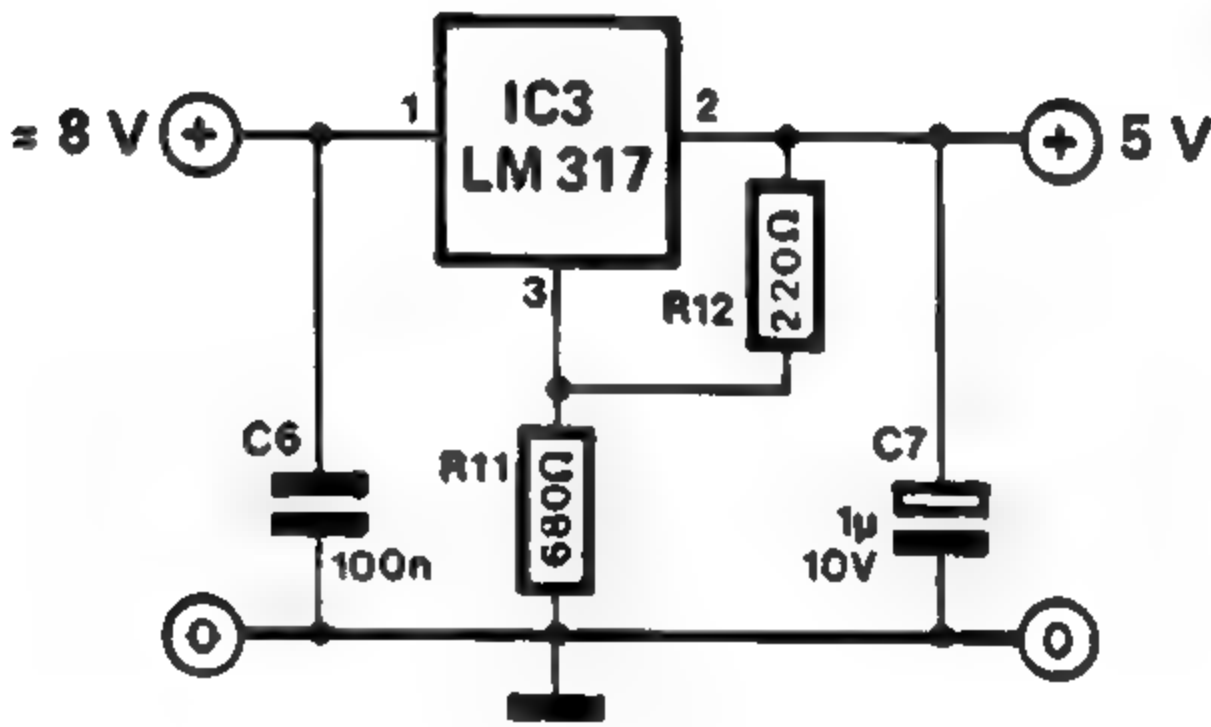
1

46 | barómetro de estado sólido

- (B) vacío
- (C) puente de Wheatstone



80563 - 1



La construcción de un barómetro es sin duda un proyecto audaz para los entusiastas de la electrónica. Sin embargo, esto implica la utilización de captadores de presión mecánicos o semi-electrónicos. Recientemente se ha puesto a punto un método de medida para captar débiles variaciones de presión, enteramente electrónico. El captador ha sido desarrollado por National Semiconductor y se basa en el principio de la variación de resistencia que experimenta un material semi-conductor al ser sometido a una deformación mecánica; es decir el principio piezo-resistivo.

En la figura 1 se muestra una vista en sección del captador. Sobre una pieza de silicio se monta otra pieza del mismo material a la que se le ha practicado un rebaje. El grosor del material determina la sensibilidad del captador (distancia A). En la cavidad interior (en el rebaje) se ha creado una atmósfera de vacío y en la parte superior (C) se ha depositado un puente de Wheatstone compuesto por 4 elementos piezo-resistivos. Cuando se somete la pieza a una pre-

sión (en este caso atmosférica) el puente queda desequilibrado.

En la figura 2 se muestra el esquema del barómetro electrónico. Cuando la presión del aire aumenta, las resistencias R_a y R_c disminuyen y R_b y R_d aumentan. La tensión de alimentación para el puente de medida se obtiene de un circuito integrado LM10 que contiene una fuente de tensión de referencia. La tensión de salida del puente es amplificada por un amplificador operacional que igualmente incluye dicho integrado (LM10). La tensión amplificada por el integrado IC2b se mide con la ayuda de un voltímetro digital formado en torno a IC4.

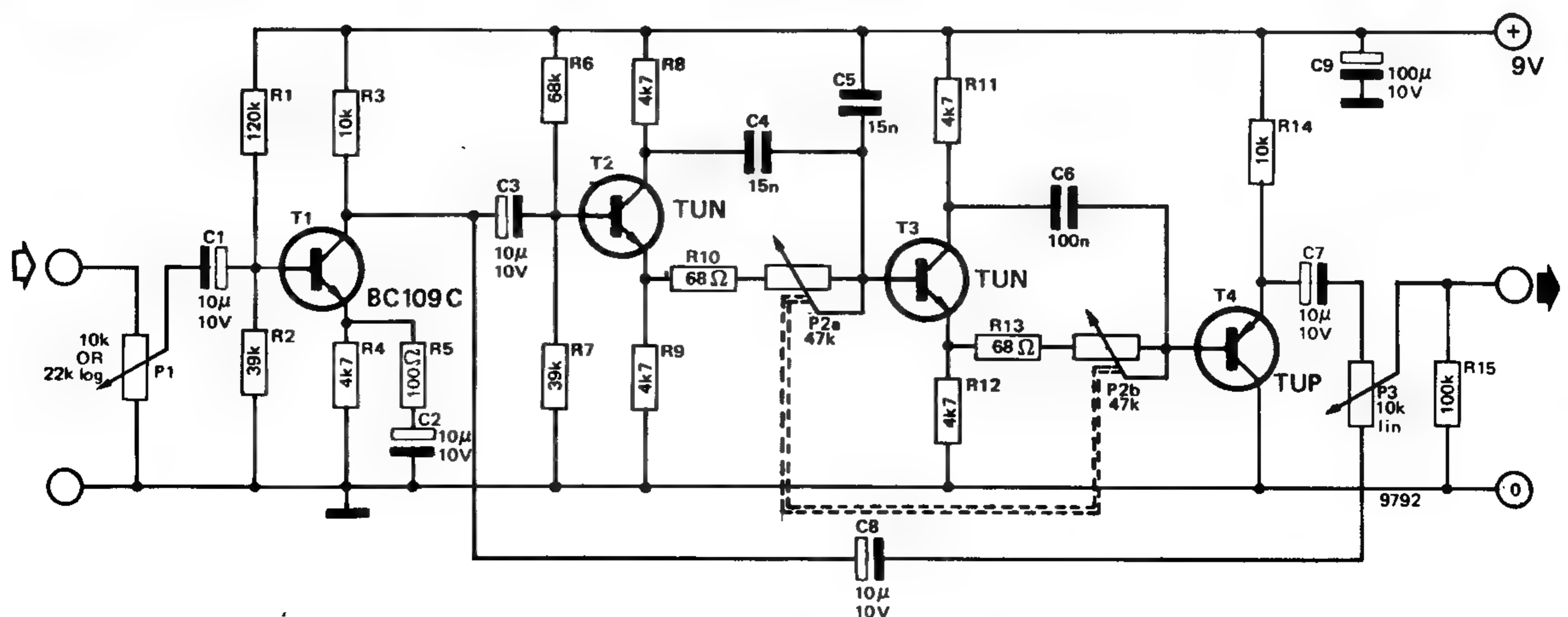
La gran ventaja de este barómetro electrónico sobre sus homólogos semielectrónicos es la sencillez de calibración. El único requisito necesario consiste en medir la presión atmosférica con un barómetro mecánico, y ajustar después nuestro aparato mediante el potenciómetro P1 hasta que el visualizador indique la presión medida, expresada directamente en milibares.

Este barómetro sólo puede trabajar en el interior de las casas, ya que no se ha previsto ninguna compensación en temperatura, y por lo tanto al variar ésta, variará la medida obtenida.

La tensión de alimentación se obtiene a partir de un regulador de 5V. En el esquema se indica un LM317, si bien puede utilizarse cualquier otro equivalente, como por ejemplo el 7805 (en este caso, R11 debe ser sustituida por un puente y R12 suprimida).



A detailed black and white illustration of a single, ornate leather boot. The boot features a high, fur-trimmed gaiter or puttee that covers the lower leg. The leather of the boot is decorated with intricate patterns, including a checkered or plaid design on the side and a series of vertical lines or stitches running down the center. The boot is shown resting on a wooden crate or box, which has a small, dark, rectangular object (possibly a key or a small box) lying on its surface. The overall style is that of a vintage fashion illustration, with fine lines and cross-hatching used for shading and texture.



de ellas. P3 puede regularse de forma que ambas señales queden anuladas (180° de desfase).

montaje

Si se piensa utilizar el circuito junto con un instrumento portátil, como puede ser una

guitarra o los modernos sintetizadores, se deberá disponer el circuito en el interior de una caja provista de un pedal solidario al eje del potenciómetro P2 (tal y como se muestra en la figura).

Puesto que la intensidad consumida por el mini generador de phasing es tan sólo de algunos miliamperios se podrá emplear para su alimentación una pila miniatura de 9V.

Si se piensa utilizar el circuito con un instrumento fijo (un órgano electrónico por ejemplo) será preferible obtener la tensión de alimentación del circuito exterior.

R. Otterwell

48

comprobador
de diodos zéner

Muy frecuentemente la tensión nominal (o de conducción) de los diodos zéner es casi completamente ilegible. Por ejemplo, el número que define la familia a la cual pertenece el zéner viene generalmente impreso junto con la tensión zéner, tal como ocurre en el BZY88 6V8, en donde 6V8 representa la tensión de conducción o tensión nominal, y BZY88 es la denominación de la familia. Desafortunadamente algunos fabricantes imprimen en sus componentes un código indescifrable para el usuario que generalmente no sirve de mucha ayuda por lo cual se hace necesario acudir a una tabla de características para poder obtener los parámetros del zéner. Por otra parte, a veces nos encontramos en la necesidad de comprobar un conjunto de componentes (zeners) sin identificar, o que han perdido su denominación de origen (componentes de deshecho). En cualquier caso el comprobador de zéner que se describe en este artículo será un útil instrumento de laboratorio a la hora de identificar los parámetros de un diodo zéner.

En la figura 1 se muestra la característica I/V de un diodo zéner. Para voltajes inferiores a la tensión zéner, este dispositivo sólo deja pasar una débil corriente. Tan pronto se alcanza la tensión de conducción, cualquier incremento en la tensión produce un gran aumento en la corriente; esto significa que por encima de la citada tensión, el diodo mantiene una tensión constante en sus bornes. Sin embargo, puesto que el diodo zéner posee una resistencia interna finita (conocida como resistencia dinámica) la tensión zéner variará significativa-

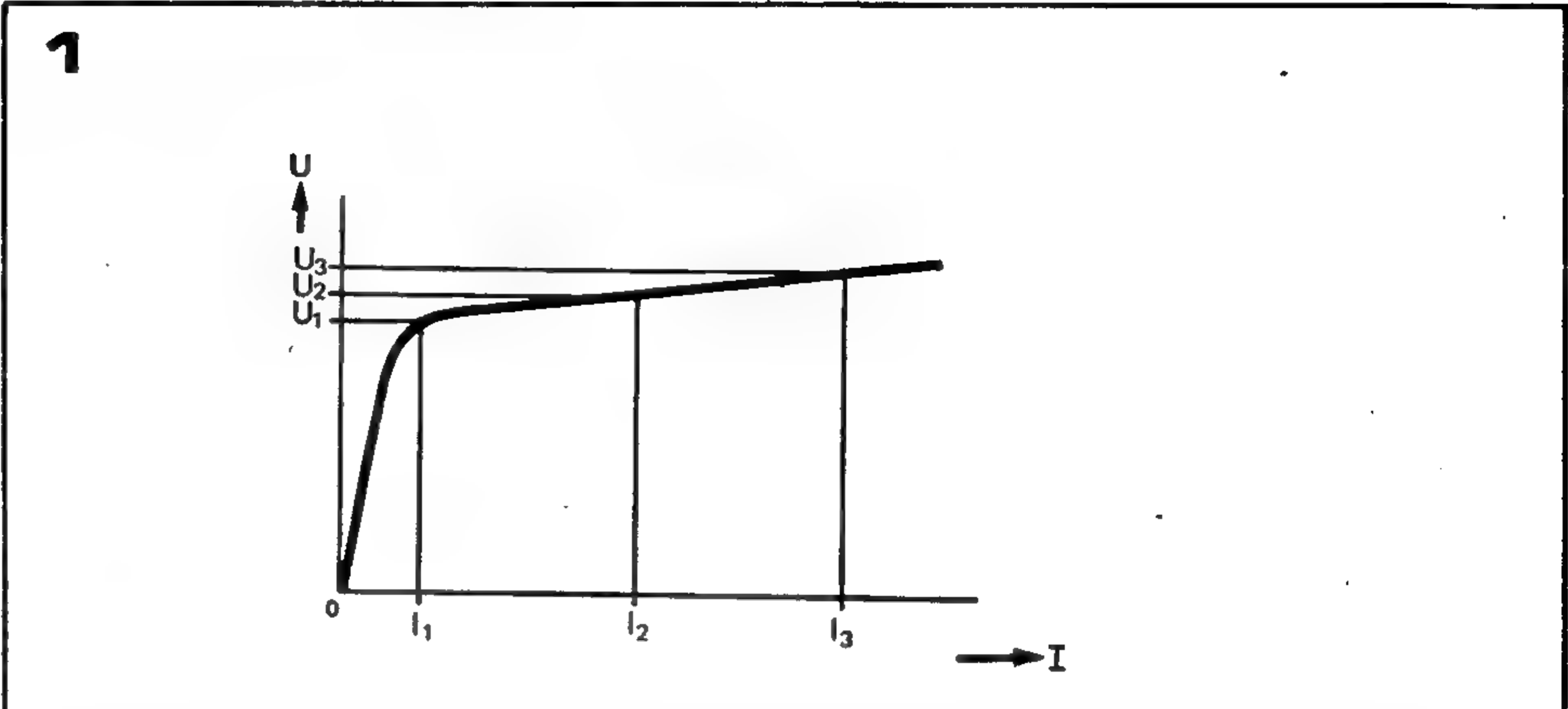


Figura 1. Curva característica tensión/corriente de un diodo zéner. Aun cuando se alcanza la tensión de conducción, la tensión en bornes del diodo zéner permanece prácticamente constante.

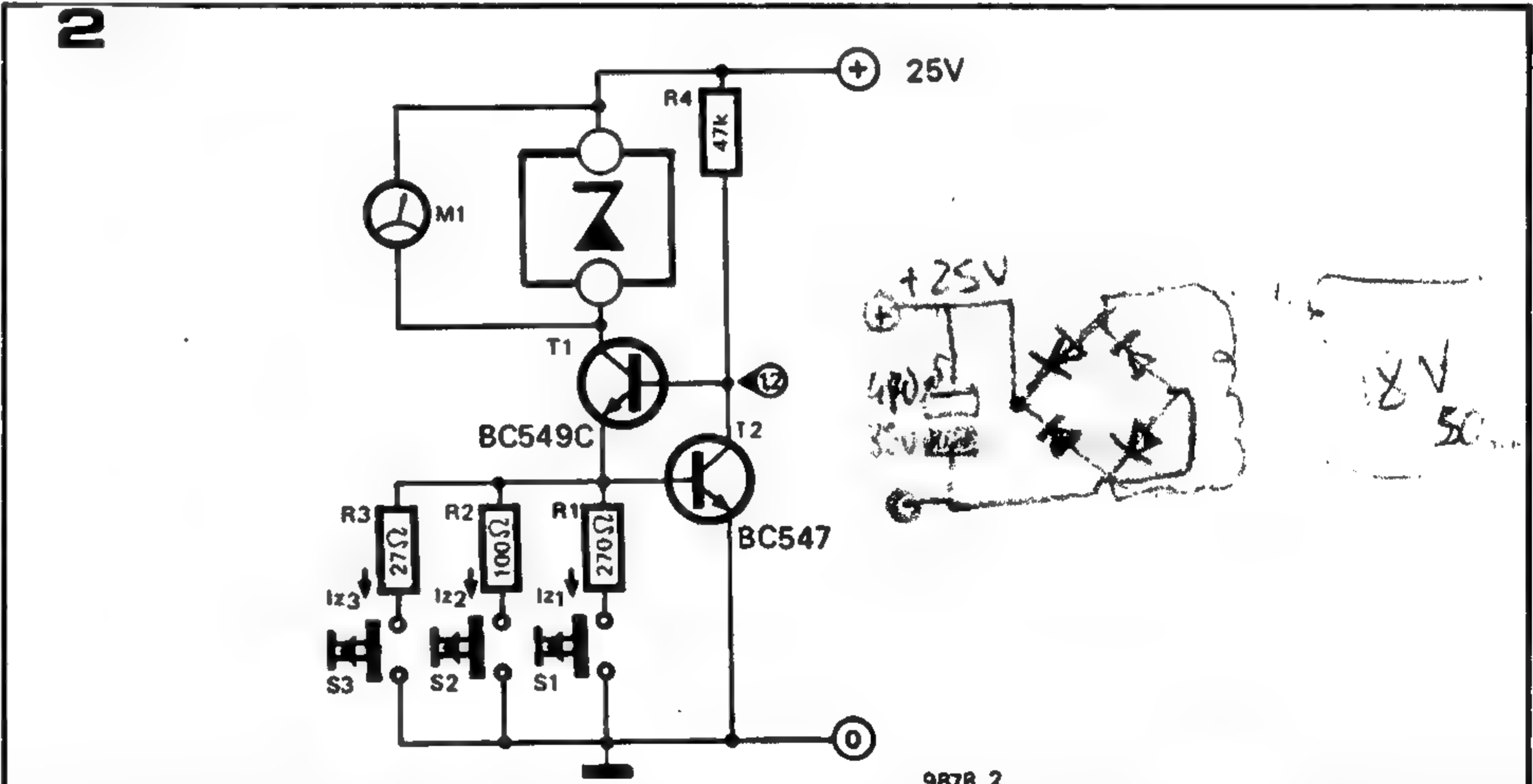


Figura 2. Circuito completo del comprobador de diodos zéner. Pulsando los interruptores S1...S3 se obtienen 7 valores diferentes de corriente constante, que circula a través del diodo zéner, lo cual facilita la medida (con un polímetro) de la tensión de conducción del zéner.

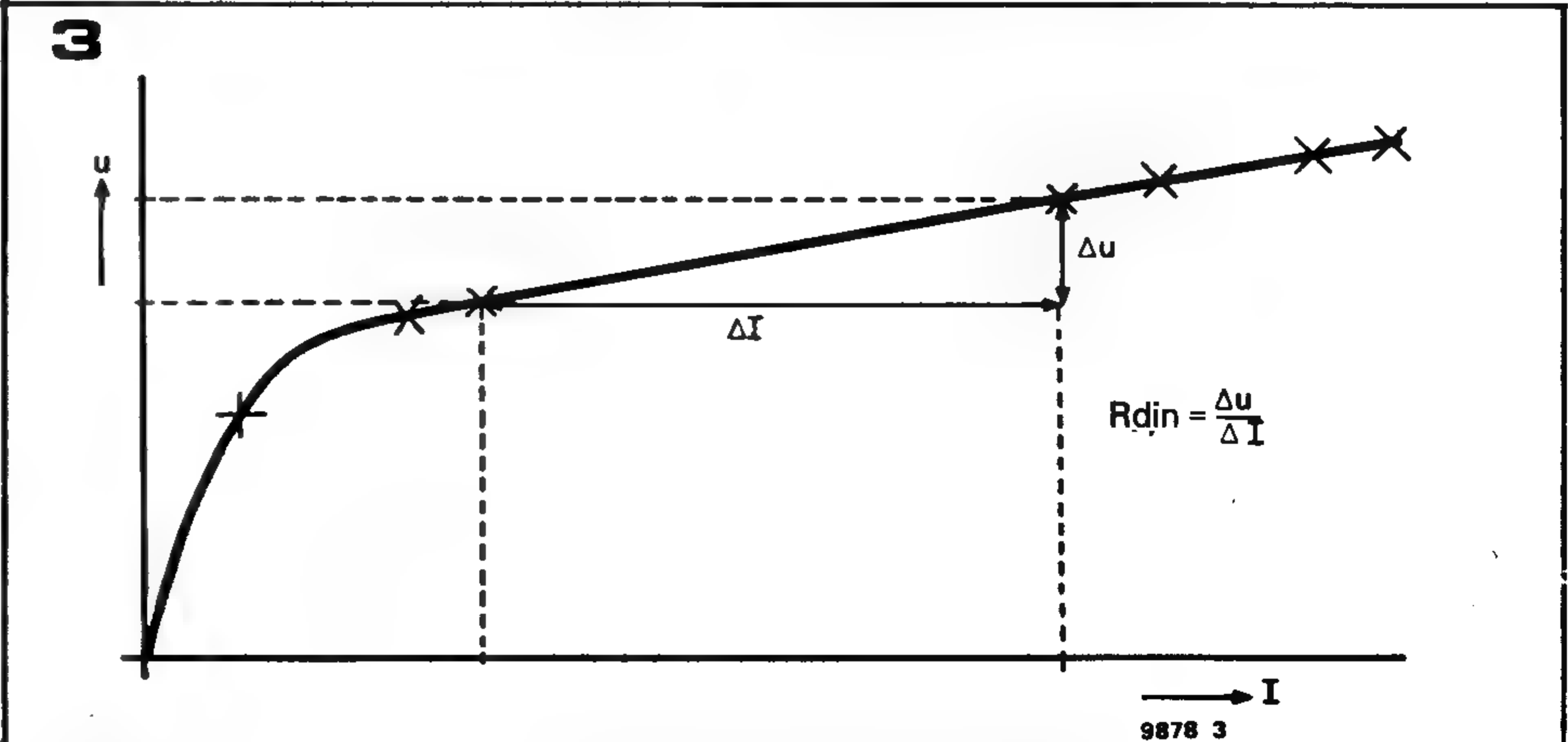
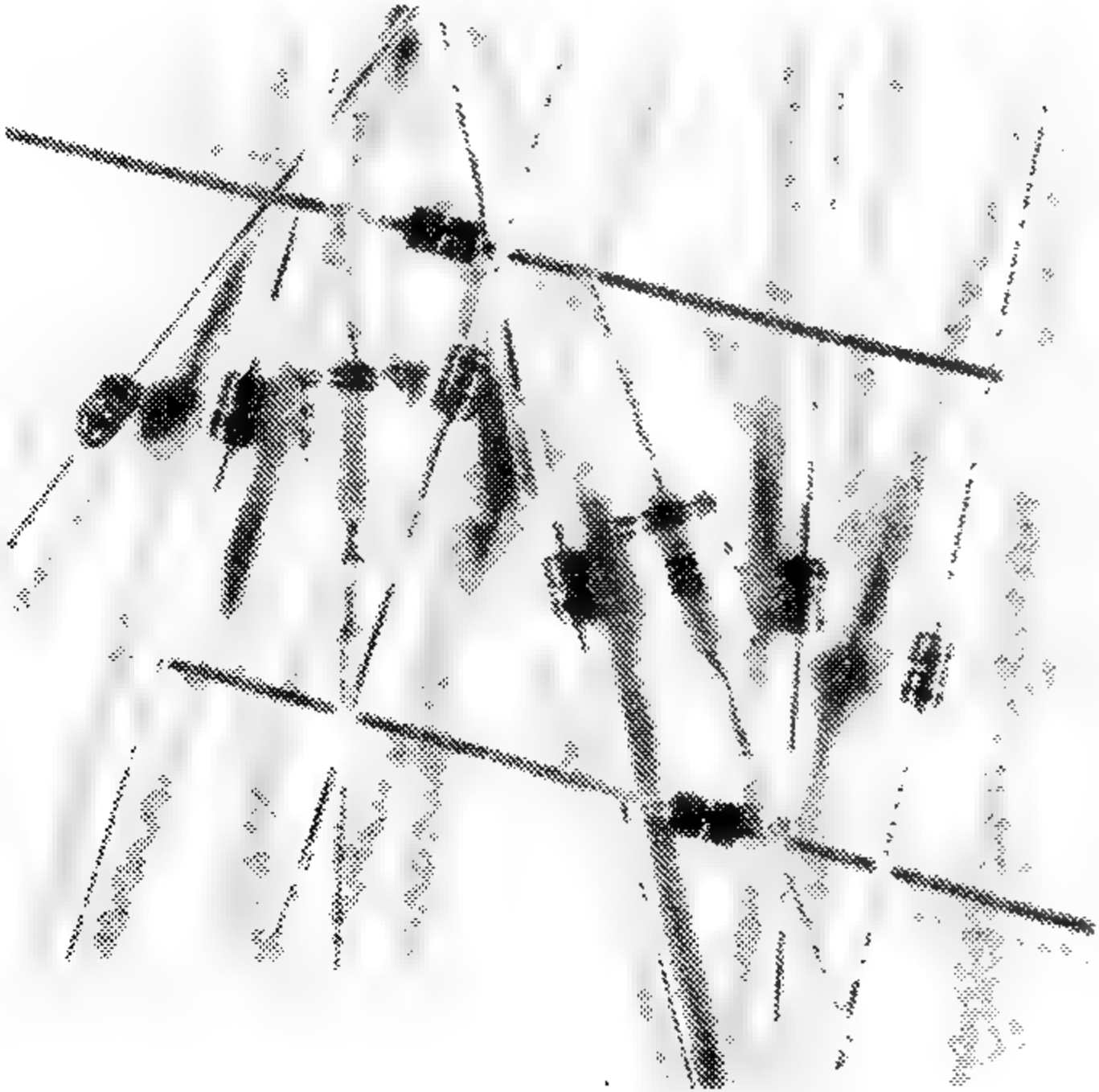


Figura 3. Una vez hallada la característica tensión/corriente del diodo zéner resulta muy sencillo calcular la resistencia dinámica del citado componente.



mente en función de la corriente que lo atraviesa, debido a la caída de tensión en su resistencia interna. Por esta razón los fabricantes generalmente limitan la tensión zéner en torno a unos límites de corriente, que normalmente suelen estar comprendidos entre 5 y 10 mA.

Un método para medir y comprobar la tensión de conducción de un diodo zéner consiste en conectar una batería en serie con una resistencia y un multímetro, con lo que se obtendrá el valor de la tensión de conducción. Sin embargo, la corriente que fluye a través del zéner estará determinada por el valor de la resistencia y la diferencia de tensión entre la batería y la tensión zéner. Obviamente esta tensión será inferior para los diodos de alto voltaje que para los de baja tensión. Teniendo en cuenta estas consideraciones podemos apreciar el inevitable error cometido al utilizar este sistema de medida.

El comprobador de diodos zéner que se describe en este artículo hace circular por el diodo una corriente constante y conocida. Además se han previsto diferentes corrientes de trabajo para así poder medir los diodos zéner de diferentes características. Este circuito sólo contiene 9 componentes, tal y como se muestra en la figura 2. Los transistores T1 y T2 funcionan como reguladores de tensión. T1 recibe una tensión de polarización de la fuente de alimentación a través de la resistencia R4, haciendo pasar una corriente (de valor conocido y constante) a través del diodo sometido a comprobación. Si la tensión de emisor intenta aumentar por encima del valor de 0,6V (caída de base emisor de T2), entonces el transistor T2 dejará pasar mayor corriente, con lo que la base de T1 quedará prácticamente conectada a masa (en el caso extremo), reduciéndose así la tensión de emisor en T1. A medida que la tensión de emisor de T1 tiende a hacerse inferior que la tensión base-emisor de T2, este transistor comenzará a reducir su corriente con lo que la

tensión en su colector aumentará y con ella la tensión de emisor de T1. Este sistema de realimentación negativa, mantiene en el emisor de T1 una tensión constante de aproximadamente 0,6V.

Para conocer la corriente que circula a través del diodo zéner cuando se cierran 1 (o más) de los interruptores S1...S3, se empleará la fórmula siguiente:

$$I = \frac{0,6}{\text{«R»}} \text{ (A,V,Ohmio)}$$

Esta fórmula define la corriente que circula a través de la resistencias R1...R3, siendo «R» el valor de una o varias resistencias (R1...R3) conectadas en paralelo.

Como puede verse en el esquema, dicha corriente fluirá por el transistor T1 y por el diodo zéner. En este momento podremos medir la tensión zéner, conectando un multímetro en bornas de éste último, tal y como se muestra en la figura 2. Sólo será necesario tener en cuenta una característica a la hora de elegir el voltímetro: éste habrá de poseer una gran resistencia de entrada (20.000 Ohmios/voltio o mayor), para no hacer que por el diodo circule una corriente excesiva. Pulsando uno o varios de los interruptores S1...S3, se obtiene un total de 7 corrientes diferentes de trabajo, de forma que se puedan comprobar la más amplia variedad de diodos zéner. Las corrientes obtenidas con las diferentes combinaciones de los citados interruptores se muestran en la tabla 1. Es de destacar que dichas corrientes pueden variar un 10 por 100 de los valores indicados, debido a las tolerancias de las resistencias y al coeficiente de temperatura de T2.

Si registramos en un gráfico (cartesiano) las diferentes corrientes obtenidas en función de las tensiones, obtendremos la curva mostrada en la figura 3, con la que fácilmente podrá determinarse la resistencia dinámica del diodo. Para ello se efectuará el cociente entre el valor de un determinado

incremento de tensión y el correspondiente incremento de corriente; es decir:

$$R_{din} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

Con la tensión de alimentación indicada en el circuito, el voltaje máximo que podrá medirse entre el positivo de la fuente de alimentación y el colector de T1 (suponiendo a T1 no saturado) es de aproximadamente 23 voltios, y la tensión zéner máxima que puede medirse es de aproximadamente 22 voltios. Pueden introducirse modificaciones en el circuito para comprobar diodos zéner de mayor voltaje, utilizando para T1 un transistor con mayor tensión de ruptura, sin embargo, ha de tenerse cuidado en no exceder la potencia máxima de disipación de T1 o del zéner (en las gamas de corrientes superiores).

Puesto que la corriente zéner viene exclusivamente determinada por la tensión base-emisor de T2 y el valor de las resistencias R1...R3, no será necesaria una fuente de alimentación estabilizada, por lo que el empleo de un transformador de 18V/50mA y un puente rectificador de 30V/50mA junto con un condensador de 470 microparadios/35V, cumplirá dicha función sin ningún problema. ■

Tabla 1		
Interruptor	U _b	I _z
S1	25 V	2.22 mA
S2	25 V	6 mA
S3	25 V	22.2 mA
S1 + S2	25 V	8.2 mA
S1 + S3	25 V	24.4 mA
S2 + S3	25 V	28.2 mA
S1 + S2 + S3	25 V	30 mA

Tabla 1. Valores teóricos de la corriente obtenida en las diferentes combinaciones de los pulsadores S1, S2 y S3. Dichos valores en la práctica pueden variar hasta un 10 por 100 debido a las tolerancias de los componentes.

49

timbre personalizado

¿Recuerda los antiguos timbres de campana? En cierto modo, estos presentaban considerables ventajas sobre sus sustitutos electrónicos.

La llamada de un timbre de campana, proporciona una útil información acerca de los visitantes inesperados, incluso a veces es posible identificar a una persona por su forma de llamar. La forma de tocar el timbre —fuerte, suave, prolongada, corta, repetidamente, con insistencia, etc.— dice mucho sobre la persona que llama a nuestra puerta. Todo esto se ha perdido en nuestros días, gracias a los magníficos timbres eléctricos (o electrónicos) que abren las puertas de nuestros hogares.

Existen dos formas de recuperar este útil dispositivo: Tratar de encontrar uno en las tiendas de antigüedades, o realizar 'el «timbre personalizado».

El componente más importante que requiere el circuito es un cristal piezoeléctri-

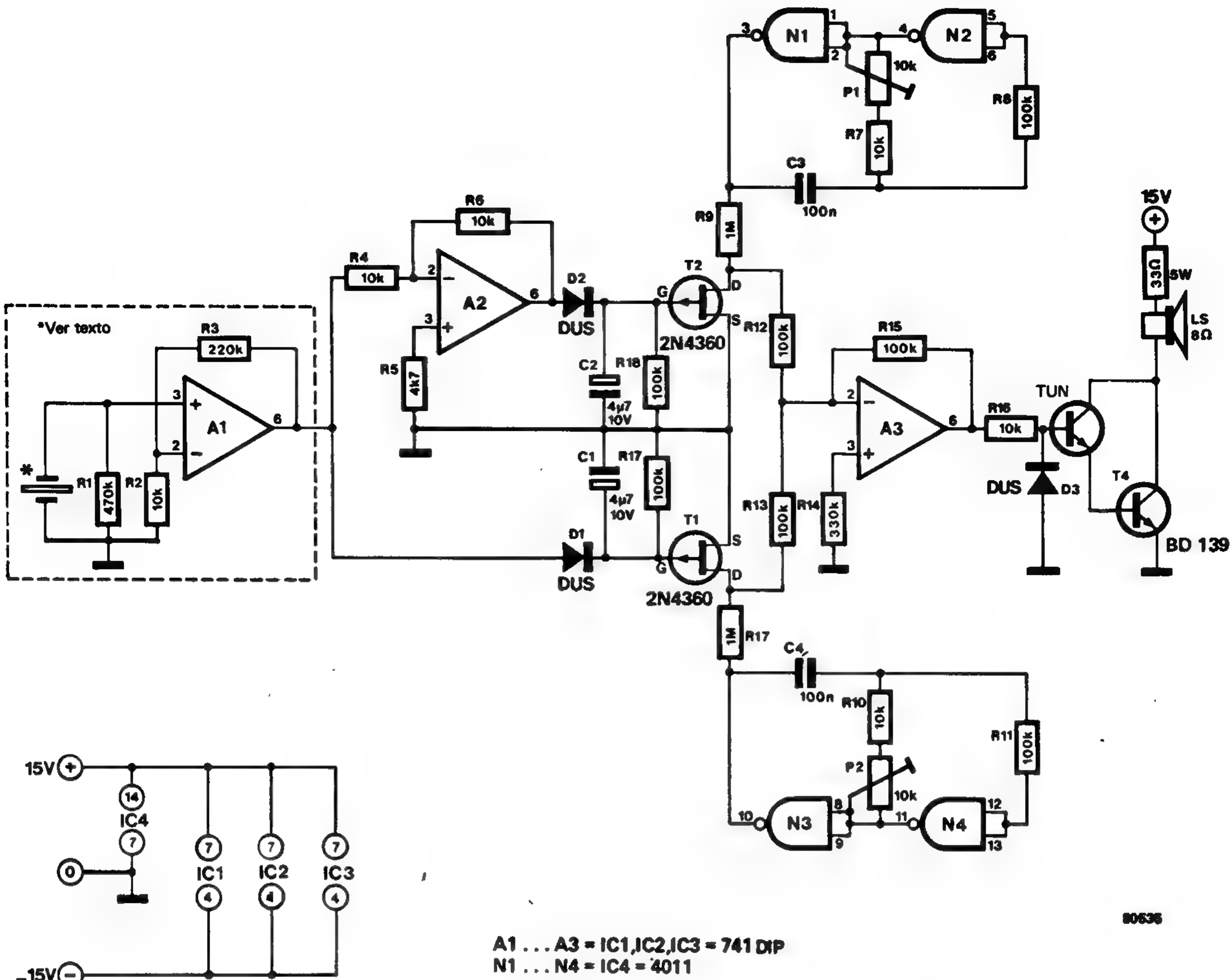
co, por ejemplo, como los que incorporan los transductores ultrasónicos. Cuando se aplica una tensión alterna a un cristal de este tipo, su estructura cristalina comienza a vibrar y viceversa, cuando se le somete a una vibración mecánica genera una tensión proporcional a la amplitud de la misma. Si utilizamos un elemento de este tipo como pulsador del timbre, al tocarlo obtendremos dos impulsos eléctricos; uno al pulsarlo y otro al liberarlo. Como hemos dicho anteriormente, la magnitud de la tensión producida es proporcional a la fuerza ejercida. Como es lógico el intervalo entre ambos impulsos depende del tiempo que se mantenga pulsado el botón.

Una simple solución para obtener un efecto parecido a las antiguas campanas, es construir un timbre «ding dong», cuyo volumen y duración (entre el «ding» y el «dong») sea determinado por la persona que llama a la puerta. El circuito de la figura muestra cómo

llevar a cabo esta idea. La señal originada por el sensor piezoeléctrico es amplificada por el operacional A1. Debido a la alta impedancia que presentan los elementos piezo-eléctricos, es conveniente situar el amplificador operacional A1 en el soporte del pulsador piezoeléctrico.

La salida del amplificador operacional A1 (baja impedancia) así como la alimentación para el mismo podrán conectarse al circuito principal mediante un cable de cuatro conductores. La salida de A1 es invertida por A2 para obtener impulsos positivos en el principio y final de cada llamada (ding-dong). Estas señales se utilizan para formar (mediante T1 y T2) la envolvente que modulará la amplitud de dos osciladores.

Estos dos osciladores, contruidos en torno a un integrado 4011 del tipo CMOS, son los que respectivamente producirán el «ding» y el «dong». La frecuencia de los osciladores se ajustará mediante los potenciómetros P1



y P2. El circuito se completa con una simple etapa amplificadora de salida (T3/T4) —es aconsejable alimentar separadamente esta etapa del circuito generador, por ejemplo aprovechando el transformador del timbre existente. Para la parte generadora del circuito se utilizará una fuente

de alimentación doble y simétrica (es suficiente con unos pocos miliamperios). Si después de instalar el timbre, éste sonara como «dong ding», en lugar de «ding dong», será preciso invertir las conexiones del sensor piezoeléctrico. En cualquier caso, el cristal piezoeléctrico deberá extraerse

de su cápsula original con el mayor cuidado. Este elemento se protegerá de las condiciones ambientales mediante una película de resina epoxi, o pegamento compuesto.

W. Dreumel.

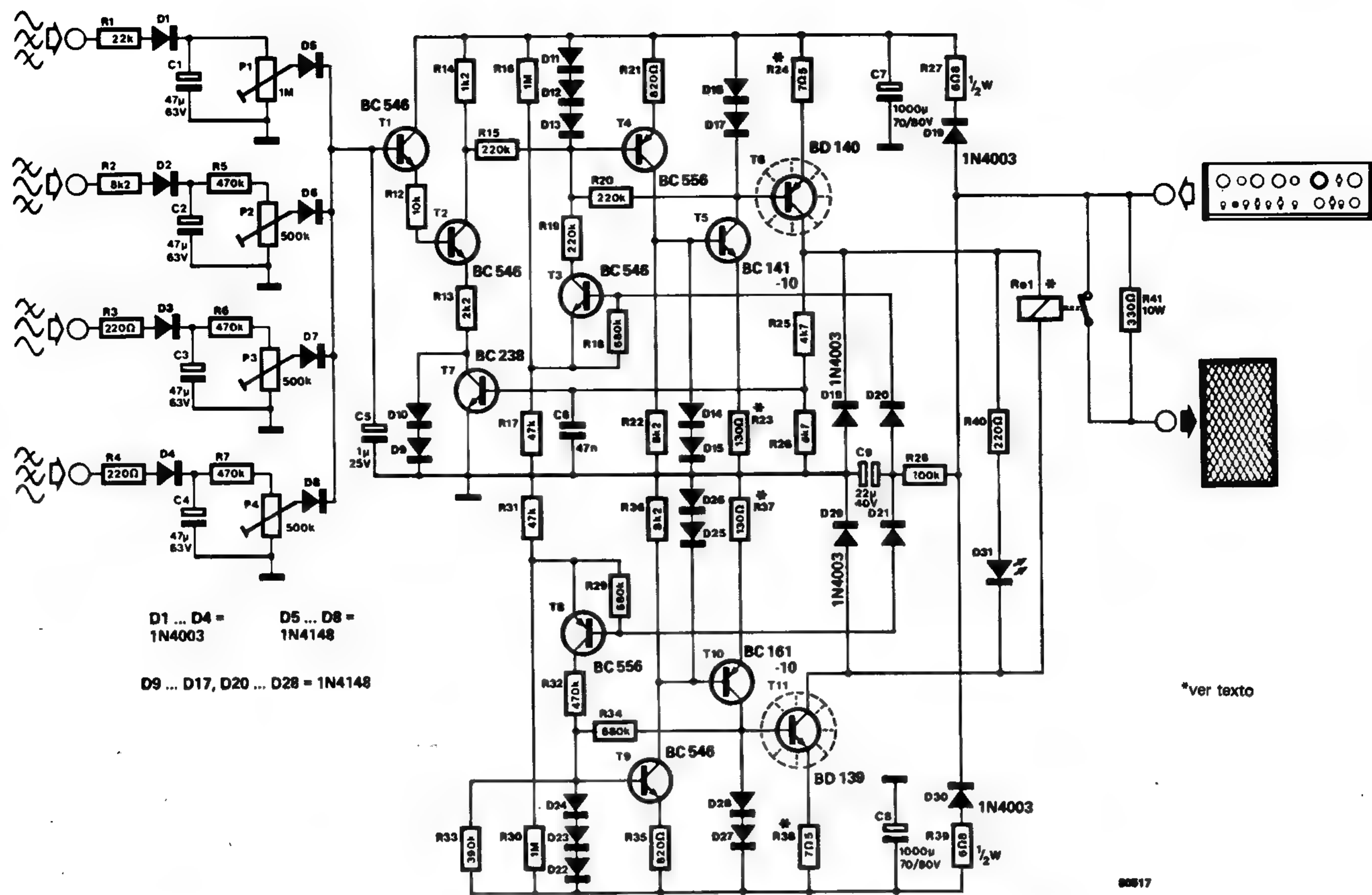
50 fusible para altavoces

Los altavoces, al igual que los juguetes de los niños, tienen un final perfectamente definido. Esto puede que no sea totalmente cierto, sin embargo algunos de estos componentes se les suele someter a verdaderos esfuerzos que reducen su vida de trabajo; especialmente en los festivales y conciertos de rock. Aun cuando no se excedan las potencias nominales de los altavoces para alta frecuencia, estos pueden sucumbir por un excesivo calentamiento, debido a que las normas DIN no prevén los regímenes de potencia normalmente utilizados en los festivales rock. Los sonidos agudos, que forman parte importante en toda la música pop, pueden fácilmente anticipar el fin de un altavoz que funcione continuamente a plena potencia. Es igualmente obvio que los altos niveles de tensión, generados por el amplificador causarán la destrucción de los altavoces en las bajas frecuencias.

En muchos casos los fusibles incluidos en el interior de los amplificadores, sólo actúan

cuando el altavoz ya está destruido. Este artículo describe un nuevo circuito que desconecta los altavoces cuando la tensión está próxima al nivel peligroso para los altavoces. Este circuito puede emplearse para proteger altavoces de hasta 150W y una impedancia de 8Ohmios. Además el circuito presenta una ventaja, puesto que puede incluirse en la propia caja del altavoz y no precisa de tensión de alimentación. En la figura 1 se muestra el esquema completo del sistema de protección para altavoces. La señal de salida del amplificador se aplica a los altavoces a través de los contactos de un relé, cuya misión es la de proteger los altavoces (abriendo sus contactos) cuando se produce una sobrecarga. El nivel de continua se detecta mediante 2 circuitos similares. El detector de nivel positivo (T3...T6) recibe la señal a través de D19, R27 y C7, que rectifican y filtran la señal de salida del amplificador. El detector de nivel negativo (T8...T11) obtiene su señal en forma similar a través de D30, R29 y C8. La

señal de salida del amplificador alcanza las entradas de los detectores después de pasar por un sencillo integrador (R28/C9). Para proteger el circuito de tensiones continuas superiores a un cierto nivel se han incluido los diodos D20 y D21, que cortocircuitan la señal cuando ésta supera un cierto valor. La sensibilidad de este detector de sobretensión es aproximadamente 6 ó 7V. Si la tensión continua supera este valor, uno de los detectores (dependiendo de la polaridad de la tensión) accionará el relé. La tercera parte del circuito es un detector de sobrecarga, representado en la parte derecha del circuito teórico. El circuito polivalente que precede a T1, permite utilizar el montaje con o sin circuito de filtro. El protector para altavoces que se describe en este artículo posee 4 entradas, aun cuando en la mayoría de los sistemas sólo se utilicen una o dos. Estas entradas se conectarán directamente a los terminales de cada altavoz, es decir después del filtro de cruce, que nor-



malmente incluyen las cajas acústicas para alta fidelidad.

Después de rectificada (D1...D4) y filtrada (C1...C4), la señal es amplificada por T1 y T2 llevándose seguidamente al detector de tensión. La misión del transistor T7 es introducir una cierta histéresis, con lo cual se evita que el relé esté actuándose continuamente debido a los picos esporádicos de potencia.

Para calcular la tensión aplicable a cada una de las entradas, en función de la potencia nominal de los altavoces (normalmente especificada en el cuadro de características del equipo) se hallará mediante la siguiente fórmula: $U_{ef} = P \cdot R$

Donde P es la potencia nominal en vatios y R la impedancia. De esta tensión se deberá aplicar a cada entrada el porcentaje que a continuación indicamos:

- 3...6% para los altavoces de altas frecuencias (entrada R1).
 - 10...25% para los altavoces de medios (entrada R2).
 - 50% para los altavoces de medios-graves (entrada R3).
 - 100% para los altavoces de graves (entrada R4).
- Una vez calculada la tensión para cada altavoz, ésta se aplicará a la entrada correspondiente mediante un transformador multipolar (de varias tomas). A continuación se ajustará el potenciómetro presente en cada entrada de forma que el relé se actúe al sobrepasar la tensión calculada.
- Los dos transistores de potencia T6 y T11 se podrán montar en el mismo refrigerador, siempre y cuando éstos queden aislados entre sí. Puesto que el circuito deberá ir montado en el interior de la caja acústica es

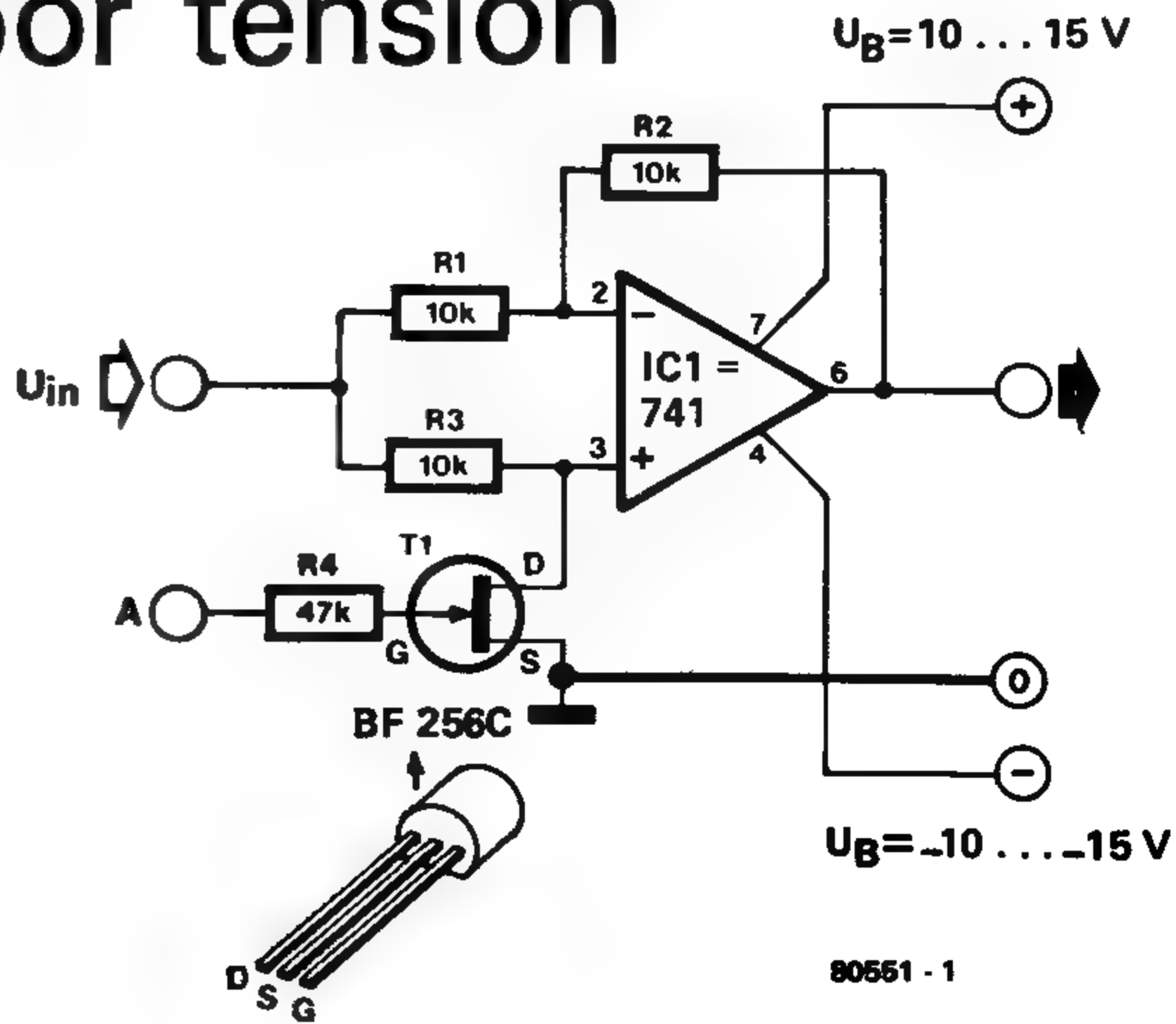
conveniente dotar al circuito de algún tipo de protección contra las vibraciones (goma espuma por ejemplo). Aun más, los condensadores C7 y C8, así como el relé y la resistencia R41 deben quedar perfectamente sujetos en la placa. Los potenciómetros de ajuste P1...P4 se inmovilizarán fácilmente depositando una gota de barniz, o cera en el cursor (obviamente después de ajustarlos). La resistencia R41 se dispuso originalmente como resistencia de carga para los amplificadores a válvulas cuando los altavoces están desconectados del circuito de salida. Si se utiliza el circuito con amplificadores a transistores, el valor de R41 deberá ser reducido a 150 Ohmios.

F. Hirsch.

5 | amplificador de ganancia controlada por tensión

Este amplificador de ganancia unidad, es capaz de entregar una señal invertida o sin invertir, dependiendo de la tensión aplicada a la entrada de control (A).

El circuito trabaja de una forma muy simple. Si la tensión de control es cero voltios, la entrada no inversora del amplificador operacional quedará conectada a tierra a través del FET. En este caso el amplificador operacional trabaja con una ganancia de -1, es decir, invierte la señal de entrada. Al trabajar como amplificador inversor, la entrada inversora constituye un punto de masa virtual.



Si la entrada de control se conecta a la tensión $-U_b$, el FET quedará cortado, formando una alta impedancia para el resto del circuito. Ahora la salida del amplificador operacional quedará sin invertir, pero con la misma ganancia, es decir 1. El nivel de la señal de entrada, deberá ser 2V infe-

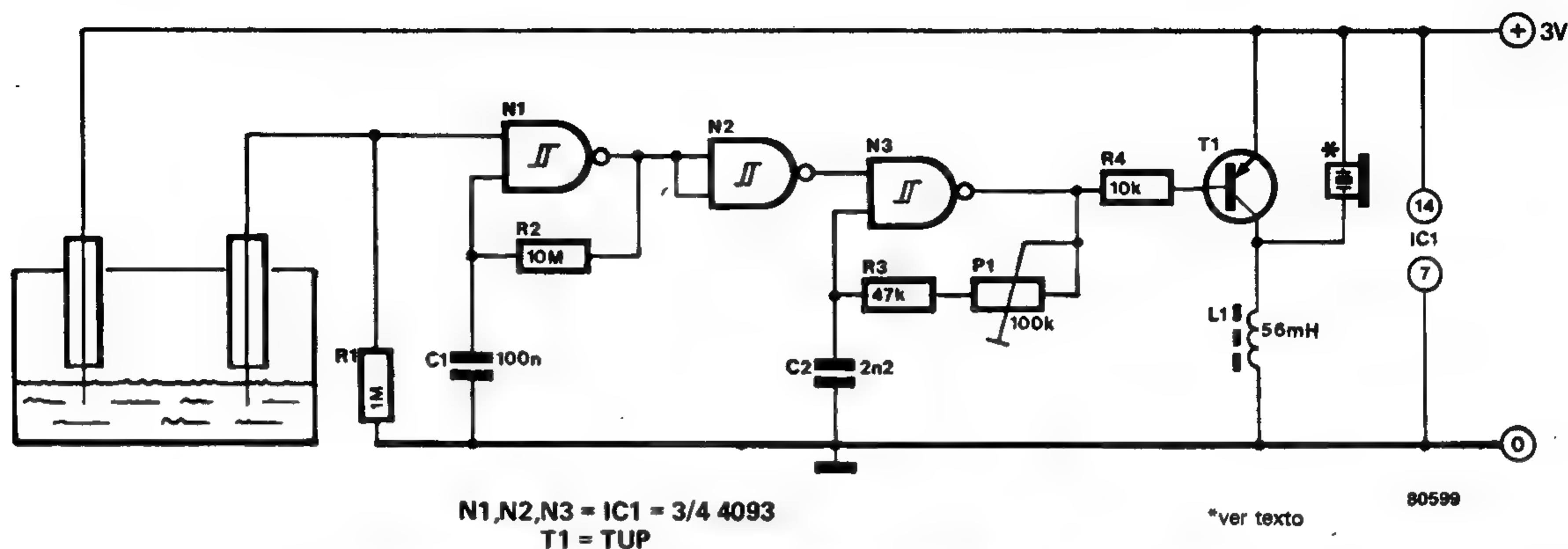
rior a los límites de la tensión de alimentación, es decir

$$V_b + 2V \leq V_{in} \leq V_b - 2V$$

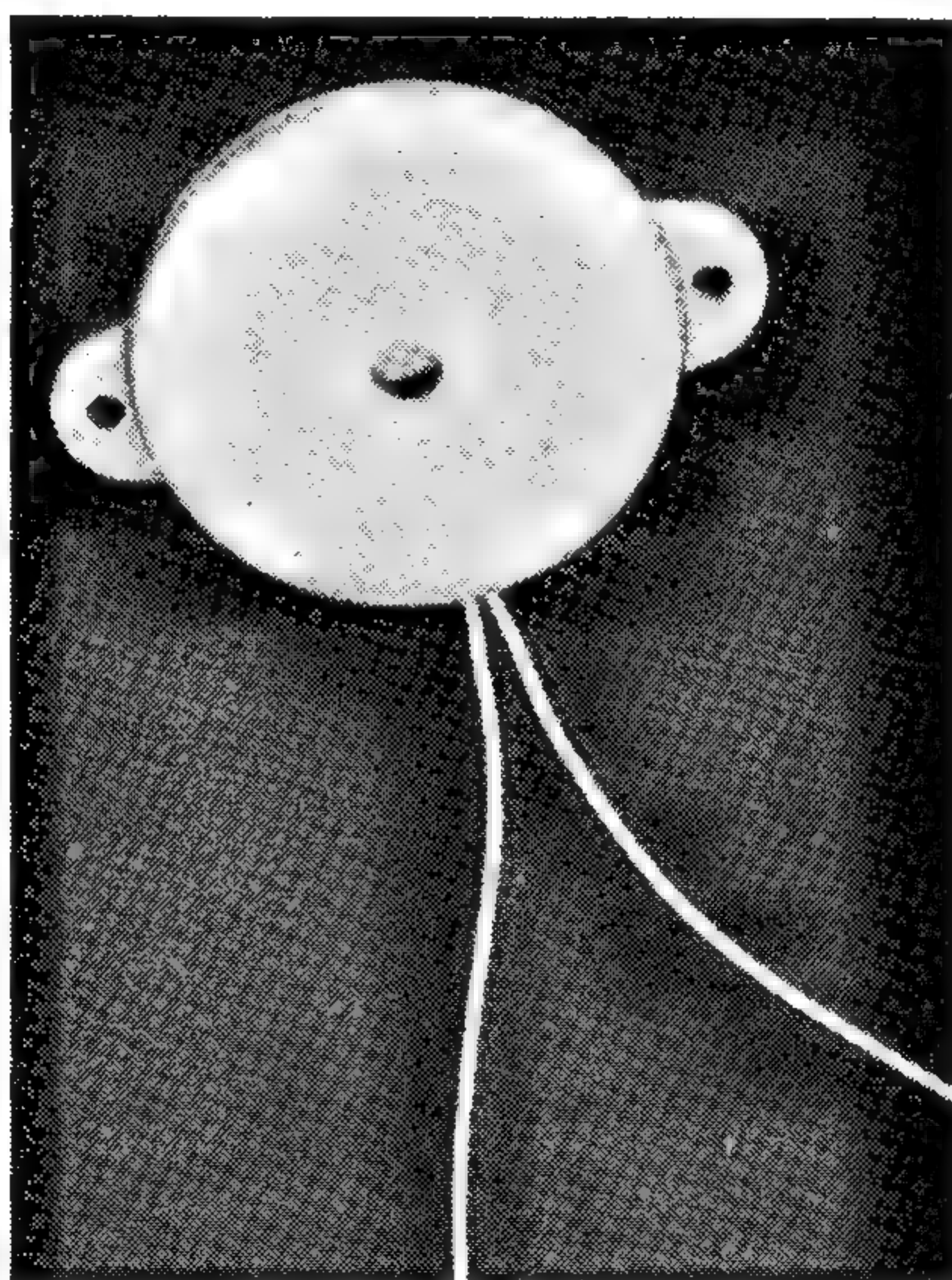
La impedancia de la fuente excitadora, ha de ser lo más reducida posible, ya que la

impedancia de entrada del operacional depende de si el FET está conduciendo o no; una impedancia recomendada son 500 Ohmios. Este circuito puede utilizarse como inversor automático de polaridad para voltímetros y medidores.

52 | detector de fluidos



Con la aparición de los nuevos zumbadores piezoeléctricos se resuelven fácilmente los problemas de los avisadores en las alarmas acústicas. Su mayor ventaja es proporcionar un elevado rendimiento electroacústico, en otras palabras, basta una reducida potencia para producir un sonido *endemoniado*. Una posible aplicación de estos componentes es el dispositivo detector de fluidos que se describe en este artículo. Cuando los dos electrodos se encuentran sumergidos en un fluido se dispara el oscilador formado en torno a N1, generando una onda cuadrada de 1Hz, que a través de N2 dispara el oscilador formado por N3. Este último producirá un tren de impulsos, que acústicamente puede traducirse por «Bip-Bip», cuya frecuencia puede ajustarse entre 3kHz y 10kHz mediante el potenciómetro P1. El transistor T1 se utiliza como etapa Buffer para amplificar la señal

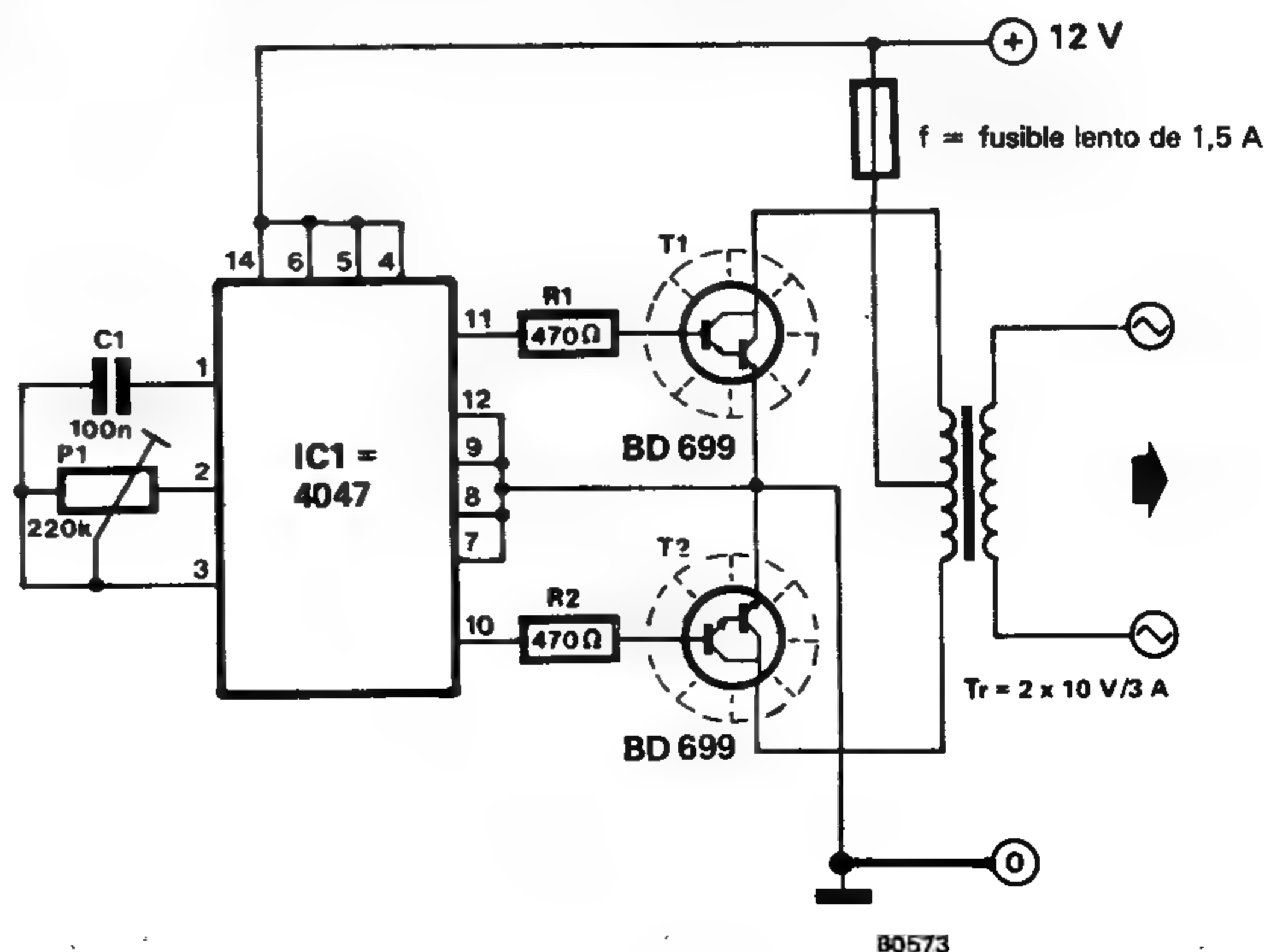


entregada por el oscilador de BF. La bobina L1 permite a su vez aumentar el nivel de la señal de salida, dando un tono personal a la citada señal.

La fabricación de los electrodos puede hacerse de múltiples formas, la más simple es trazar dos pistas paralelas sobre una placa de circuito impreso. El circuito impreso, el zumbador y las pilas se podrán montar en una caja de reducido tamaño. Este circuito tiene múltiples aplicaciones, por ejemplo puede utilizarse como detector de escape de agua para la lavadora, o para las personas olvidadizas que se dejan los grifos abiertos, o en cualquier situación en la que exista un riesgo de «inundación». El consumo de circuito es tan bajo, que en reposo (la alarma no suena), es innecesario desconectar la alimentación. Dos pilas alcalinas de larga duración pueden mantener en funcionamiento el circuito durante algunos años.

convertidor de CC/CA

El 4047 es un multivibrador astable/monostable de baja potencia, y constituye un excelente generador para realizar un convertidor de corriente continua (12V) a corriente alterna (245V). Lógicamente para esta aplicación el circuito integrado trabajará como multivibrador astable. La onda cuadrada simétrica generada por el circuito integrado (disponible en las salidas Q y \bar{Q}) es amplificada por un par de transistores Darlington (T1 y T2). Estos transistores se encuentran conectados directamente al secundario de un transformador con toma media (10 + 10V/60W). Los 245V de corriente alterna se encuentran disponibles en el primario del transformador. La frecuencia de la tensión de salida puede variarse entre 50 y 400Hz ajustando el potenciómetro P1.

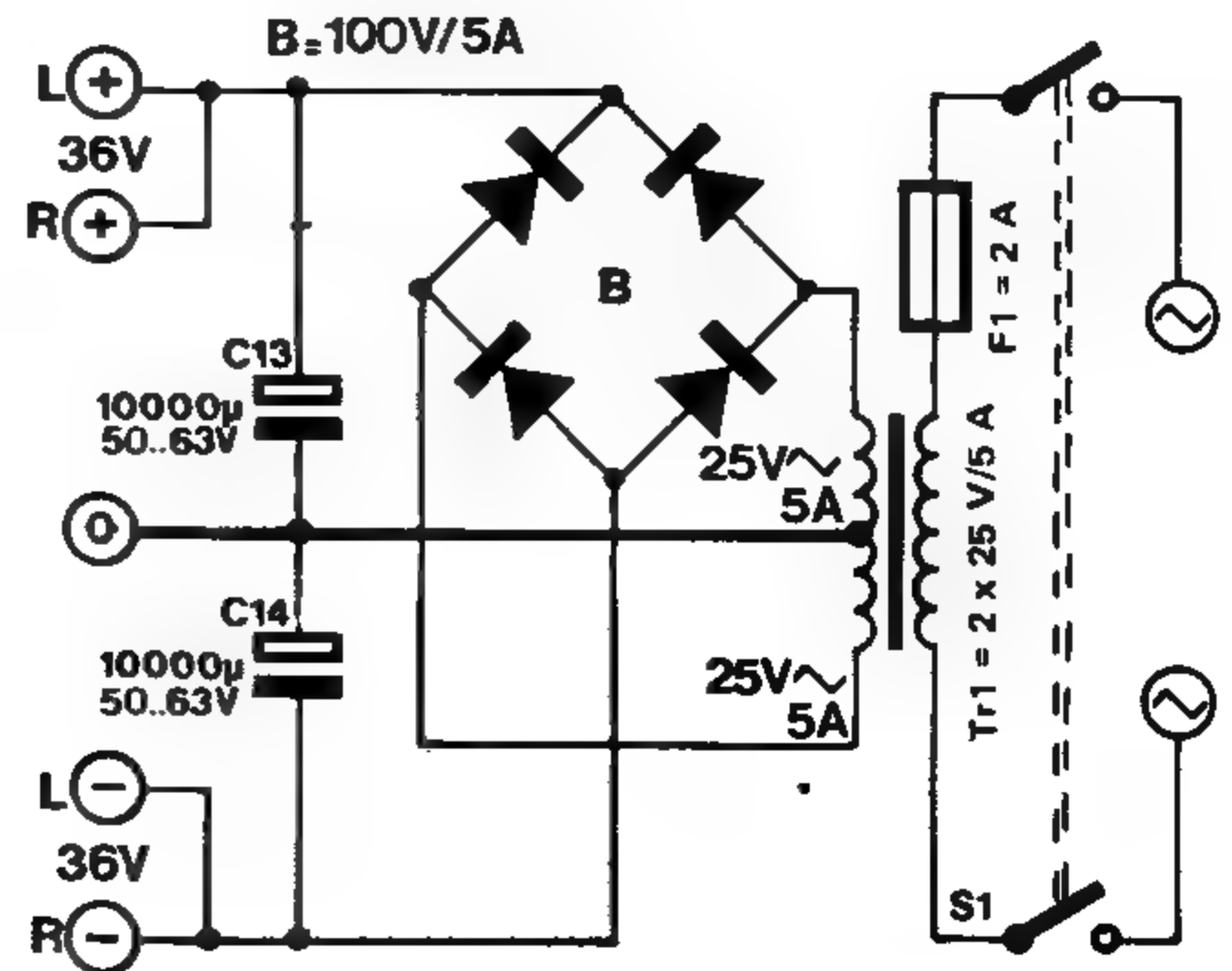
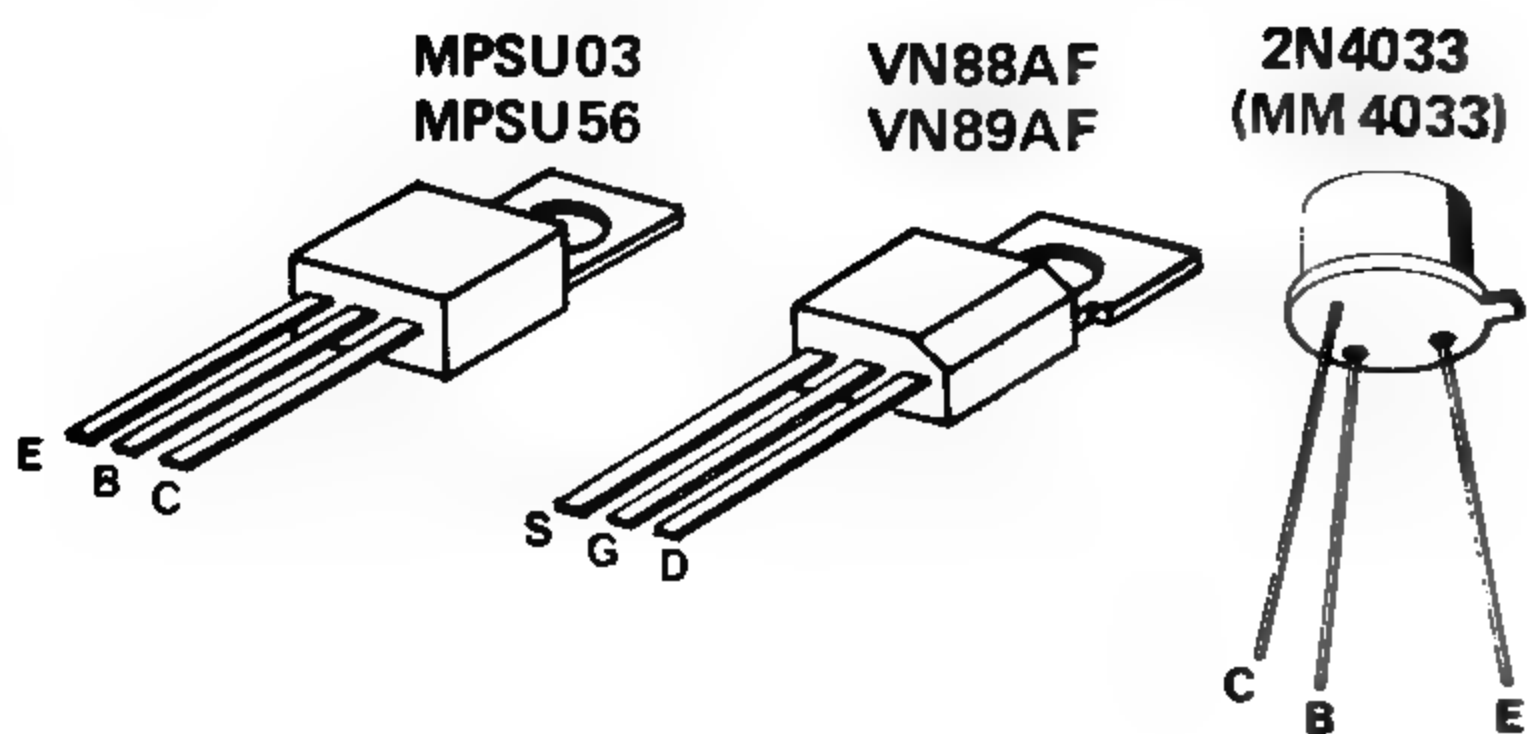
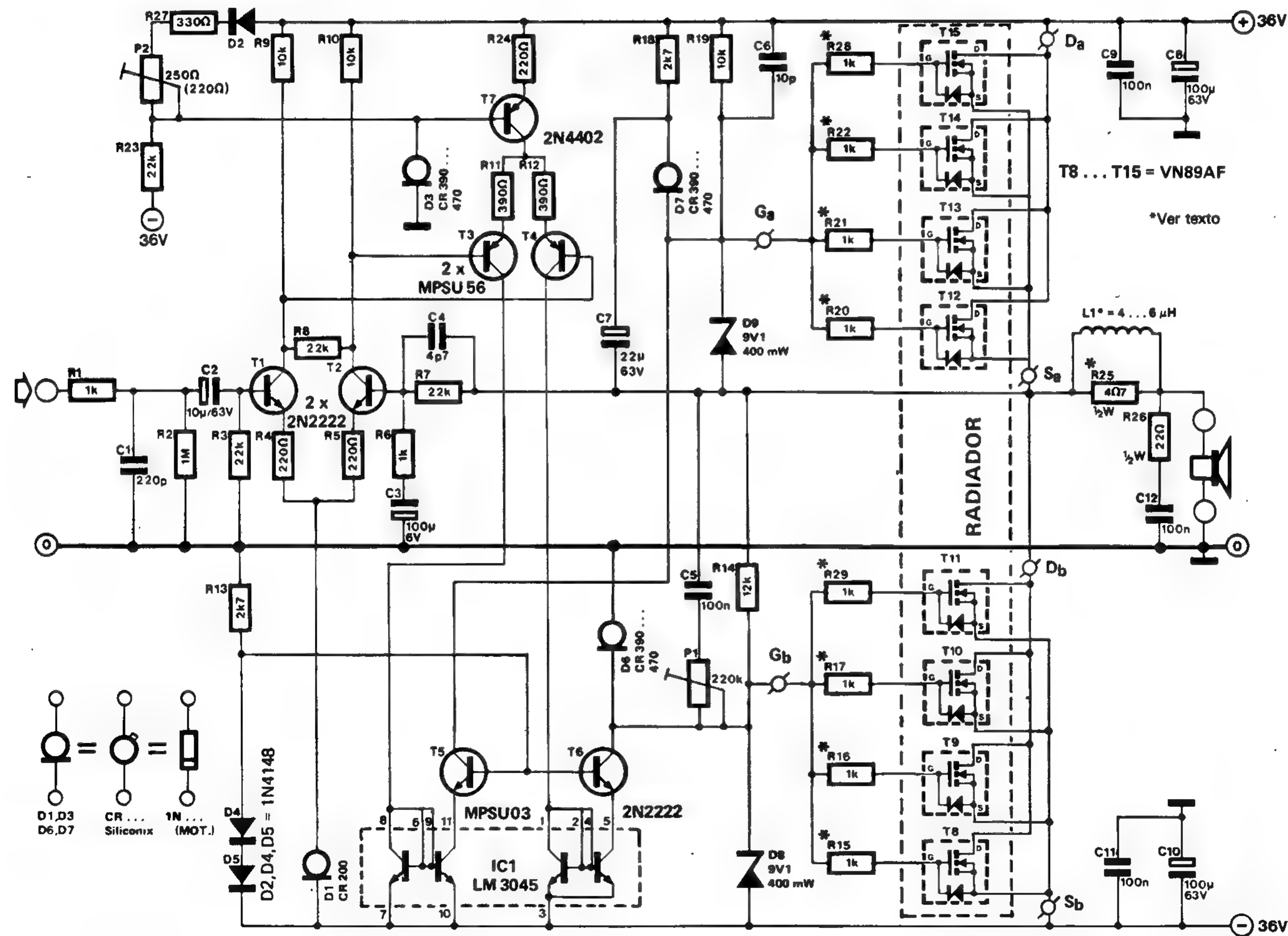


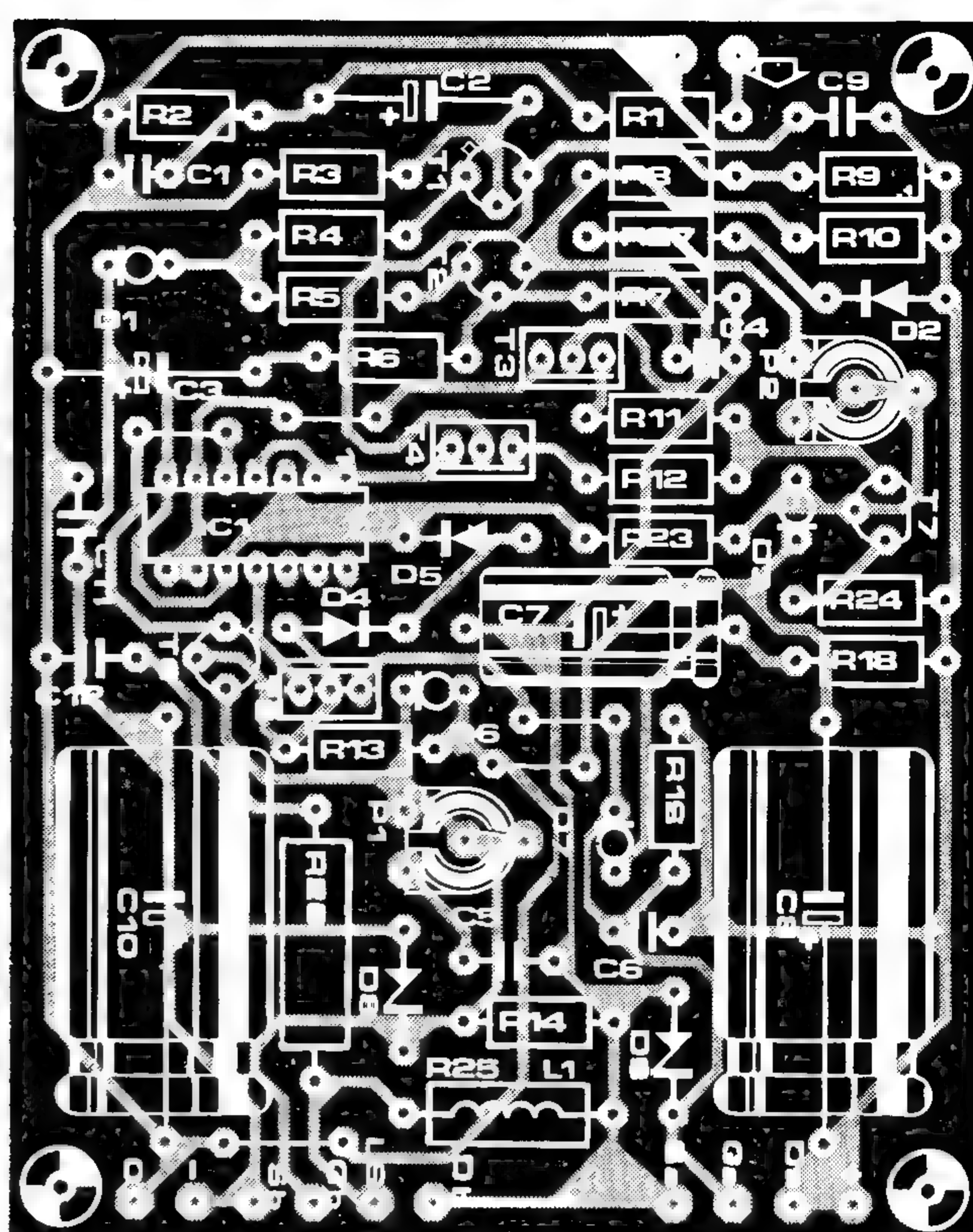
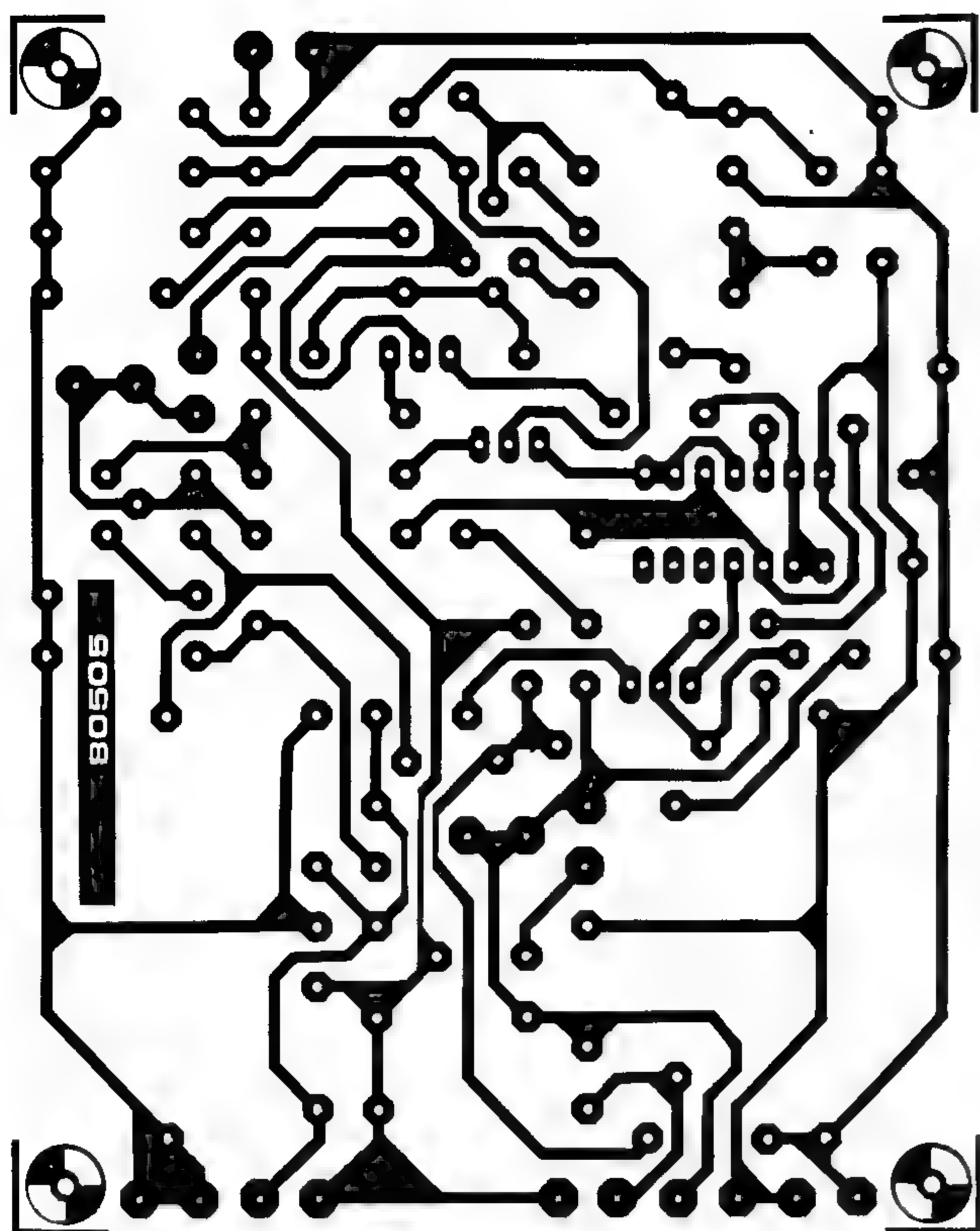
54 | amplificador de potencia con VFETs

El circuito que presentamos en este artículo es un amplificador de 40W basado en una nota de aplicaciones de Siliconix. Las ventajas de los transistores FET son de todo punto evidentes. El 2N6658 posee una frecuencia de 600 Mhz, un coeficiente de amplificación de corriente prácticamente infinito, y además no se ve afectado por derivas térmicas, como sucedía en los transistores bipolares (debidas a la disipación de calor). La pendiente es constante para corrientes de drenador inferiores a 400 mA. Pero veamos algunas de sus características más notables: tensión máxima drenador-fuente: 90V; corriente máxima de drenador 2A en continua, 3A de pico; disipación máxima a 25°C: 25W.

El circuito de entrada está compuesto por 2 amplificadores diferenciales (T1/T2 y T3/T4) conectadas en serie. La etapa de salida está dividida en dos partes de idéntica polaridad (T8...T11 y T12...T15), por lo tanto deben ser excitadas por tensiones en oposición de fase, como las que aparecen en los colectores de T3 y T4. Además de estos componentes se precisan algunos más para ajustar las tensiones de polarización. Los diodos D1, D3, D6 y D7 son de tipo Norton, que se caracterizan por dejar pasar una corriente constante, independientemente de la tensión existente en sus bornas. Estos diodos son comercializados por la firma Siliconix. Sólo ha de tomarse una precaución a la hora de elegir estos diodos

(D3, D6 y D7) y es que sean del mismo valor, es decir que dejen pasar la misma corriente. Veamos algunos consejos prácticos que ayudarán al lector en la realización del circuito. Los FETs, al igual que los transistores bipolares, deberán ir provistos de un sistema de refrigeración eficaz. Un radiador cuya resistencia térmica sea de 1° C/W (2° C/W para cada semietapa de salida) no representa un lujo superfluo. Es preciso notar que el drenador de los VFET está conectado a la cápsula, y es preciso por tanto prever un aislamiento eléctrico mediante arandelas de mica. En lo que concierne a disposición de los transistores sobre los refrigeradores existen dos opciones:





Lista de componentes

Resistencias:

R1,R6,R15,R16,R17,R20,
R21,R22,R28,R29 = 1 k
R2 = 1 M
R3,R7,R8,R23 = 22 k
R4,R5,R24 = 220 Ω
R9,R10,R19 = 10 k
R11,R12 = 390 Ω
R13,R18 = 2k7
R14 = 12 k
R24 = 220 Ω
R25 = 4 Ω 7 1/2 W
R26 = 22 Ω 1/2 W
R27 = 330 Ω
P1 = preset pot 220 k (250 k)
P2 = preset pot 220 Ω (250 Ω)

Condensadores:

C1 = 220 p
C2 = 10 μ /35 V
C3 = 100 μ /10 V
C4 = 4p7
C5,C9,C11,C12 = 100 n
C6 = 10 p
C7 = 22 μ /63 V
C8,C10 = 100 μ /63 V
C13,C14 = 10.000 μ /50 ... 63 V
alimentación

Semiconductores:

IC1 = LM 3045, CA 3045
T1,T2,T6 = 2N2222
T3,T4 = MPSU56 (Motorola)
T5 = MPSU03 (Motorola)
T7 = 2N4402

T8,T9,T10,T11,T12,R13,T14,
T15 = VN89AF, 2N6658
(Siliconix)

D1 = CR200 (Siliconix)
D2,D4,D5 = 1N4148
D3,D6,D7 = CR390 ... CR470
(Siliconix), 1N5312 (Motorola)
D8,D9 = 9V1 400 mW
B = 100 V/5 A alimentación

Varios:

L1 = 20 espiras de
(ϕ = 0.8 ... 1 mm) sobre R25
F1 = 2A slow blow
Tr1 = 2 x 25 V/5 A
alimentación; versión estéreo
S1 = interruptor bipolar

• 8 FET con arandelas de mica montados sobre el mismo refrigerador (en este caso es imprescindible comprobar con un ohmetro el aislamiento eléctrico entre los transistores y el refrigerador).

• Dos grupos de 4 FET colocados sobre dos refrigeradores cuyas dimensiones sean la mitad que la anterior. Obviamente ambos refrigeradores deberán estar aislados entre sí y masa.

Las resistencias R15...R17, R20...R22, R28 y R29 se montarán fuera del circuito impreso, ya que deberán conectarse en serie con la correspondiente rejilla (G) de cada transistor y, sobre todo lo más cerca posible de éstos.

La bobina L1 está formada por 20 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,8 a 1 mm. de diámetro, bobinadas sobre R25. La combinación de R25/L1 mejora el comportamiento de amplificador frente a las cargas capacitivas, sin embargo, desde un punto de vista práctico, no es del todo indispensable. Eventualmente, L1 se podrá reemplazar por un puente de hilo de cobre. El ajuste del amplificador se hará de la si-

guiente forma: después de haber hecho una revisión minuciosa de los componentes, colocaremos P2 en la posición de resistencia mínima. Conectaremos el amplificador a la fuente de alimentación, verificando que en la salida no aparece ninguna tensión continua, o bien que ésta no sea superior a ± 25 mV. A continuación se ajustará P2 hasta medir una corriente de 200...350mA en una de las líneas de alimentación (para ello se intercalará un miliamperímetro de 500 mA FE en serie con una de las líneas de alimentación, por ejemplo la positiva). El potenciómetro P1 sirve para ajustar el porcentaje de distorsión armónica. La variación de la distorsión en función del ajuste de P1 no es muy significativa: cuando P1 está en su posición correcta la TDH deberá estar entre el 0,02 por 100 y el 0,03 por 100, mientras que para cualquier otra posición del cursor ésta no debe sobrepasar el 0,04 por 100. El tiempo de subida («Slew-Rate») es de 100V/microsegundo.

Para citar algunas de las características más notorias de este montaje, diremos que nuestro amplificador proporciona 40W reales

sobre una carga de 8 ohmios, sin que la distorsión armónica exceda los valores anteriormente citados. Sin embargo, aun en estos regímenes de potencia el amplificador no trabaja forzado, ya que fácilmente puede suministrar 60W antes de comenzar a recortar las señales.

En lo que concierne a la fuente de alimentación sólo queda por decir una cosa: si se quiere potencia y calidad no se debe escatimar gastos en esta parte del circuito; es decir una buena fuente de alimentación no hará más que potenciar las ya magníficas características del amplificador.

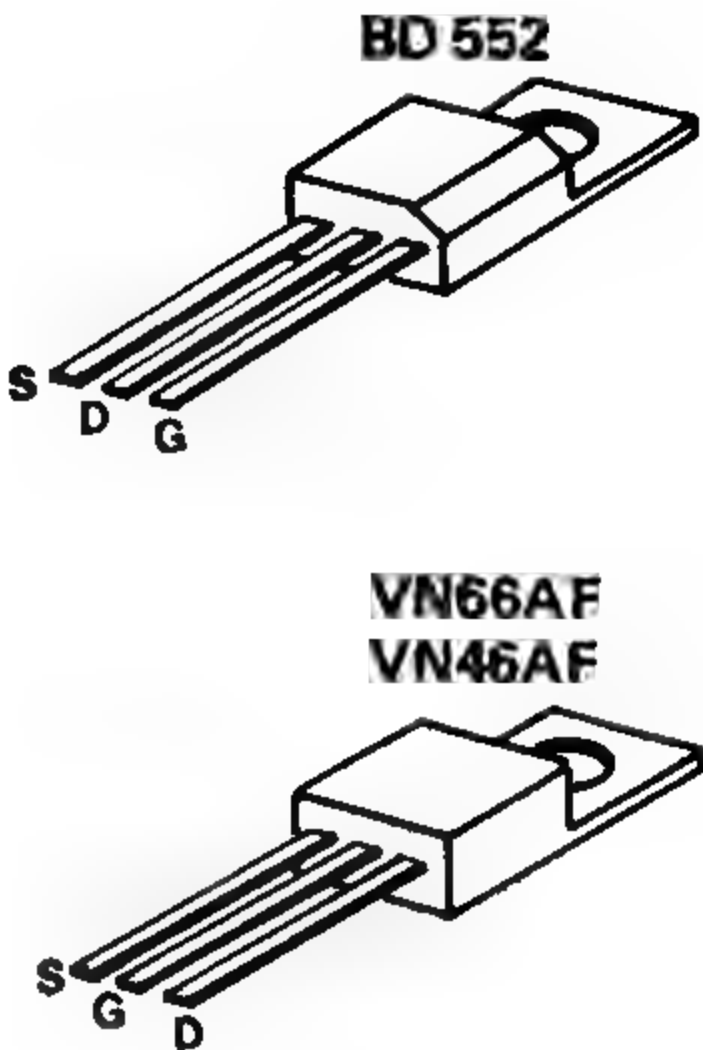
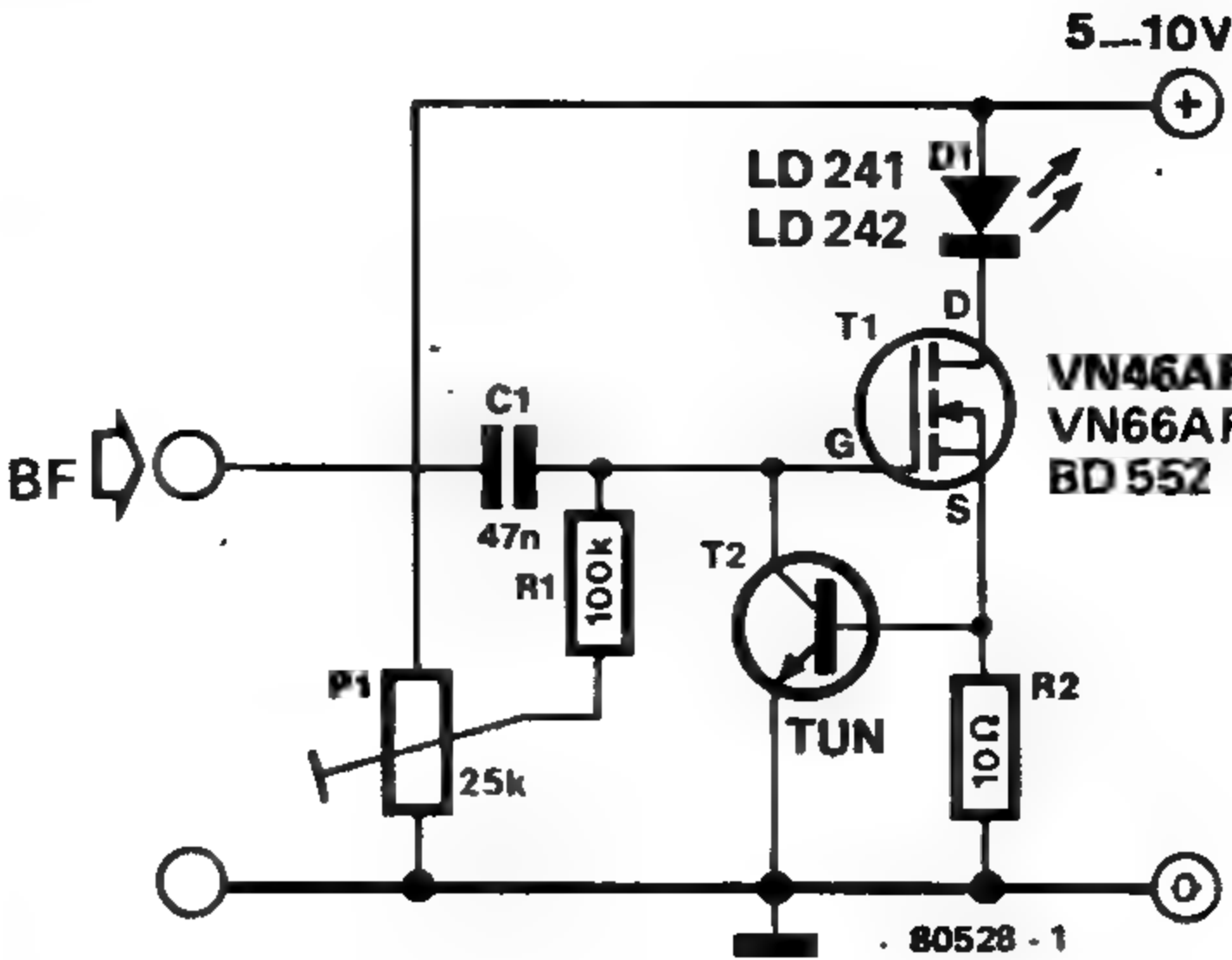
55

transmisor
infra-rojo

Este sencillo circuito es idóneo para todos aquellos que deseen tomar contacto con la tecnología VFET y los circuitos emisores de infra-rojos.

En la figura se muestra un transmisor de infra-rojos en su forma más elemental. Su simplicidad se debe al empleo de un VFET. A diferencia de los transistores bipolares, los FETs presentan una gran linealidad en la relación entrada/salida, con lo cual es suficiente inyectar una señal de baja frecuencia en la puerta (gate) e incluir un diodo LED infra-rojo para disponer de una unidad transmisora completa. La intensidad de luz infra-roja producida por el LED variará en función de la tensión de baja frecuencia aplicada —y esto es todo lo que se necesita para realizar un emisor de infra-rojos.

Con el fin de incrementar la vida del LED infra-rojo, se ha incluido un transistor para limitar la corriente máxima del drenador (drain) a 60 mA, aproximadamente. Si la corriente aumenta, la tensión en bornas de R2 aumentará también, con lo que T2 empezará a conducir, y la puerta del FET quedará cortocircuitada a masa.



La señal de modulación de baja frecuencia ha de tener una amplitud de aproximadamente 250 mV_{ef} para conseguir la salida máxima del transmisor. El potenciómetro P1 se ajustará (entrada en cortocircuito) de forma que la tensión medida en bornas de R2 sea de 0,3V (corriente de drenador 30 mA).

El tipo de VFET o de LED no es crítico, es

decir pueden utilizarse perfectamente los equivalentes indicados en la figura, o cualquier otro que pueda conseguirse. Si la potencia entregada por el transmisor fuera insuficiente se podrán conectar en serie varios diodos infra-rojos hasta alcanzar el nivel requerido.

(Hoja de aplicaciones de ITT.)

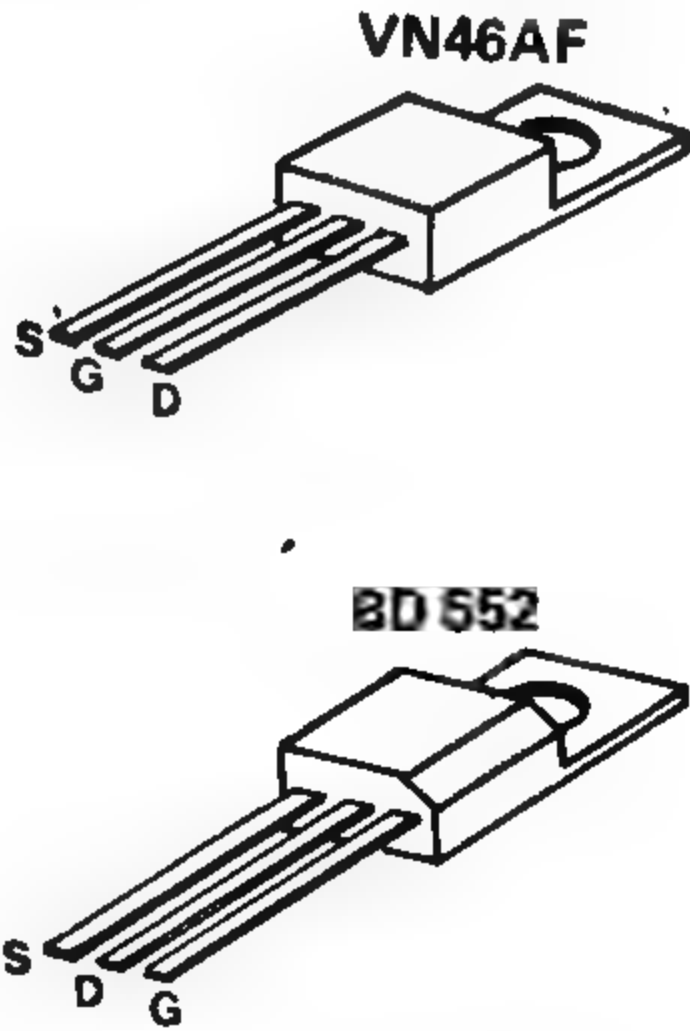
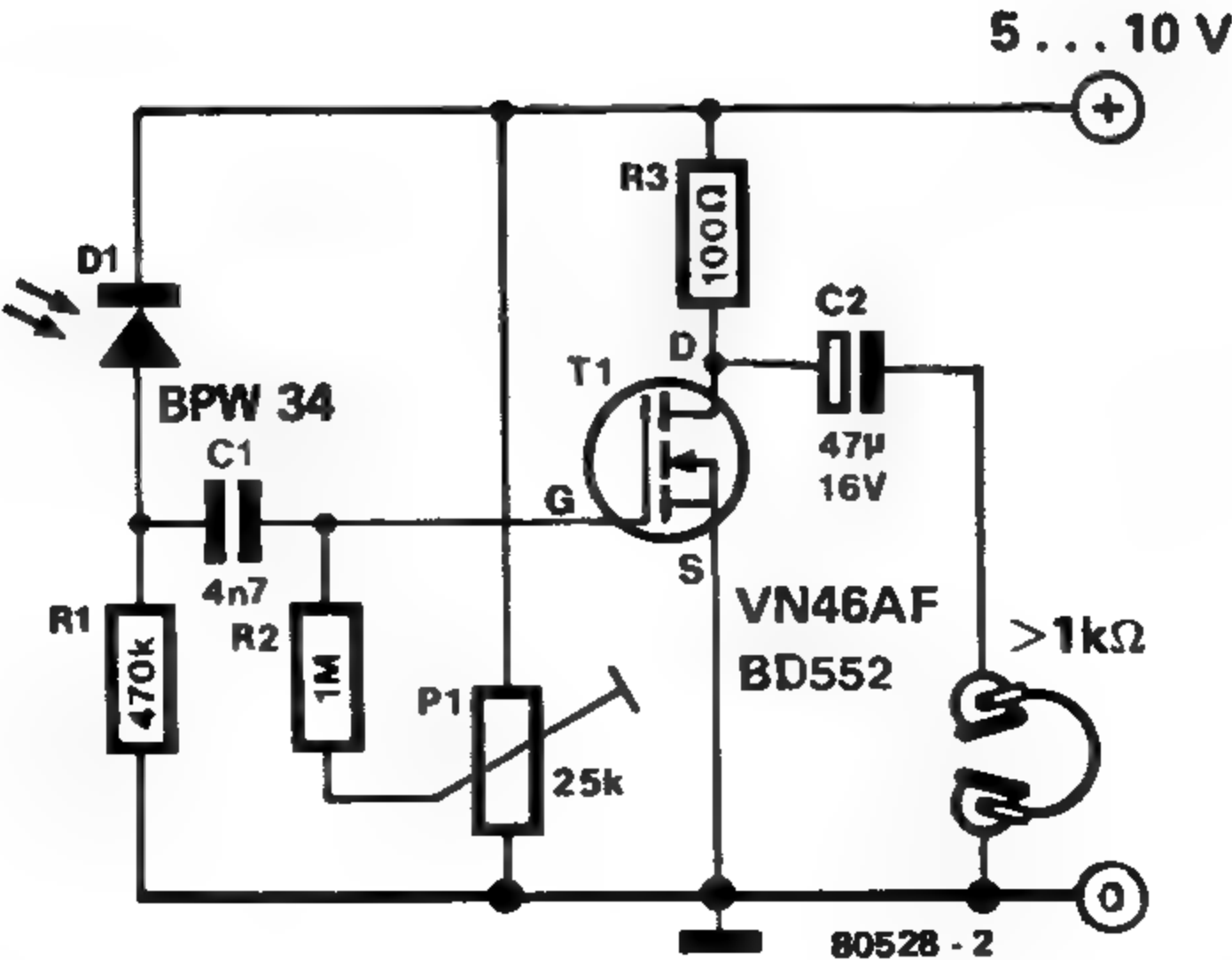
56

receptor
infra-rojos

No es lógico publicar un emisor infra-rojo, si a continuación no se describe un receptor para el mismo. Por otra parte el circuito receptor debe estar a la altura de su complementario. El circuito emisor debe ser simple pero efectivo. Como en el caso anterior este problema se resuelve mediante la nueva tecnología VFET.

La luz infra-roja que incide en el foto-diodo (aquí un BPW34, pero vale cualquier otro) producirá una tensión variable en bornas de R1. Esto, evidentemente influirá sobre la puerta y la corriente de drenador del VFET, produciendo fluctuaciones de estos parámetros en concordancia con la modulación de la luz infra-roja recibida. Para hacer audibles las señales captadas por el foto-diodo (y amplificadas por el VFET) se emplean unos auriculares.

Por supuesto, un circuito tan simple presenta algunas desventajas. Por ejemplo las luces encendidas (bombillas, tubos fluorescentes, etc.) en las proximidades del receptor, también se «escucharán» por los auriculares en forma de ruido de fondo. En am-



bientes tranquilos, lumínicamente hablando, será posible recibir transmisiones infra-rojas a una distancia considerable (varios metros), que puede ser ampliada utilizando lentes concentradoras u otros medios ópticos. Con algunos LED infra-rojos y un foto-diodo puede construirse fácilmente un transmisor/receptor infra-rojo. Este circuito (como todos los publicados por ELEKTOR) realmente funciona, y debido

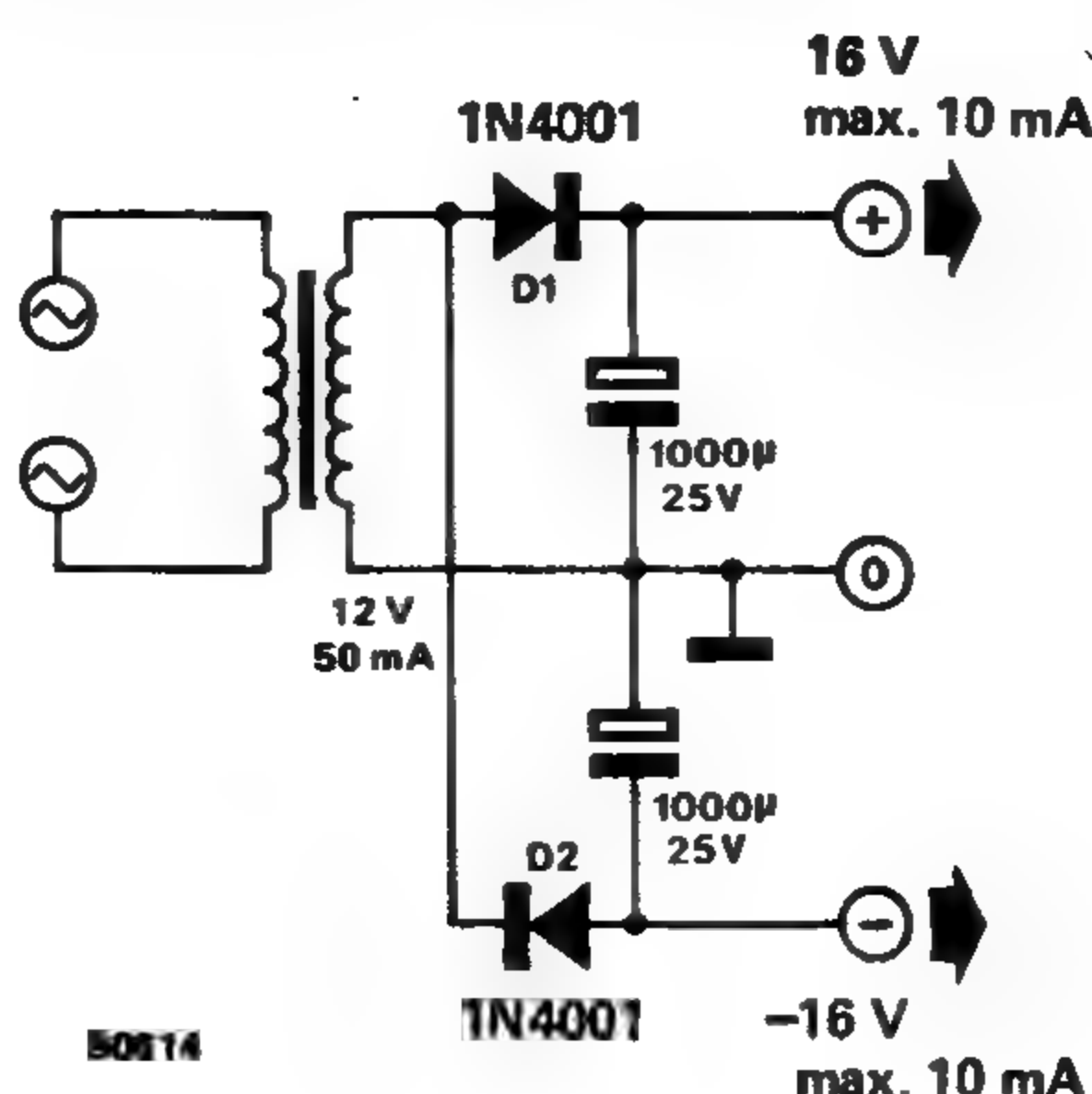
a su sencillez es idóneo para realizar experimentos en este campo. Un último consejo para que el circuito funcione correctamente, P1 deberá ajustarse de forma que, cuando el foto-diodo esté completamente aislado del rayo luminoso se mida exactamente la mitad de la tensión de alimentación en el drenador del VFET.

(Hoja de aplicaciones de ITT.)

57 | sencilla fuente de alimentación simétrica

Normalmente para construir una fuente de alimentación simétrica, se emplea un transformador con toma central y un puente de diodos. Esta parece la solución lógica y natural, sin embargo estamos olvidando que existe una forma mucho más sencilla. El circuito que acompaña a este artículo muestra la versión simplificada.

La desventaja que presenta este montaje es el hecho de utilizar rectificadores de media onda por lo que se hace necesario el uso de condensadores de gran capacidad para eliminar las fluctuaciones de la red y el rizado. Con los valores mostrados en el circuito puede obtenerse una corriente máxima de



10mA con una tensión de rizado de 0,2V_{pp}. Si se desean obtener otros valores de corriente y de tensión de rizado, se empleará la fórmula que damos a continuación:

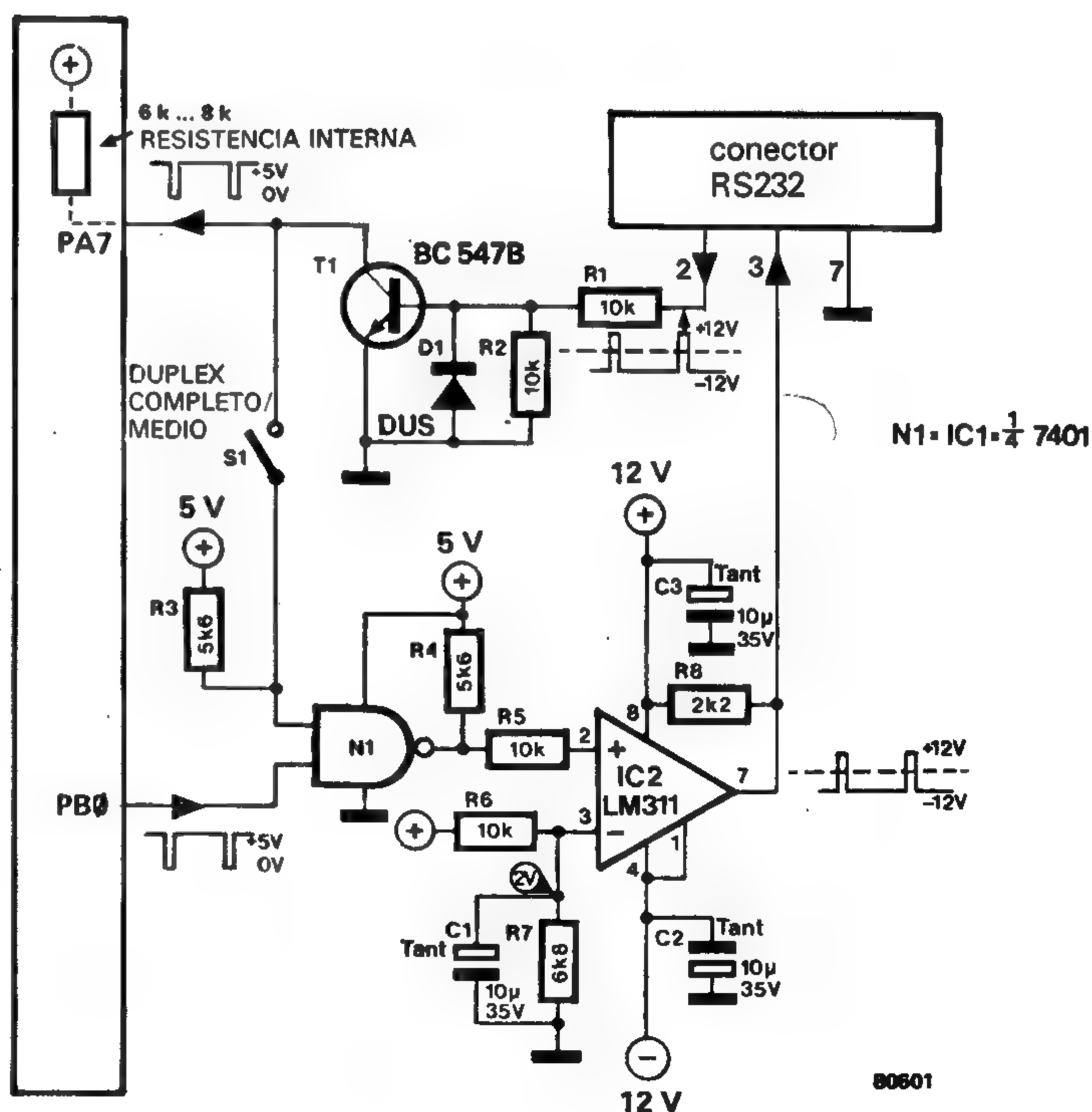
$$U_{\text{rizado}} = \frac{20 \cdot I}{C}$$

Donde U_{rizado} viene expresada en voltios (pico a pico), la corriente I en mA y C en microfaradios.

58 | interface RS232

La conexión de equipos periféricos a computadores es una tarea muy sencilla, siempre y cuando los niveles de señal disponibles sean compatibles entre sí. Aunque normalmente no se presentan demasiados problemas de adaptación, no siempre sucede así, y en algunos casos se hace preciso un cierto tipo de interface (adaptador) para convertir las señales de un nivel a otro. Gran número de periféricos precisan de una interface para cumplir las características de señal requeridas por una interface del tipo RS232/V24 estandar.

La interface presentada en este circuito está específicamente diseñada para el Junior Computer (PA7 y PB0, se refiere a las entradas y salidas serie del Junior Computer), aunque puede emplearse con cualquier otro microprocesador. Las señales se convierten del nivel TTL al nivel RS232 mediante el transistor T1, mientras que la operación inversa (TTL a RS232) se realiza a través de la puerta N1 e IC2 (este último proporciona una señal de 24V_{pp}).

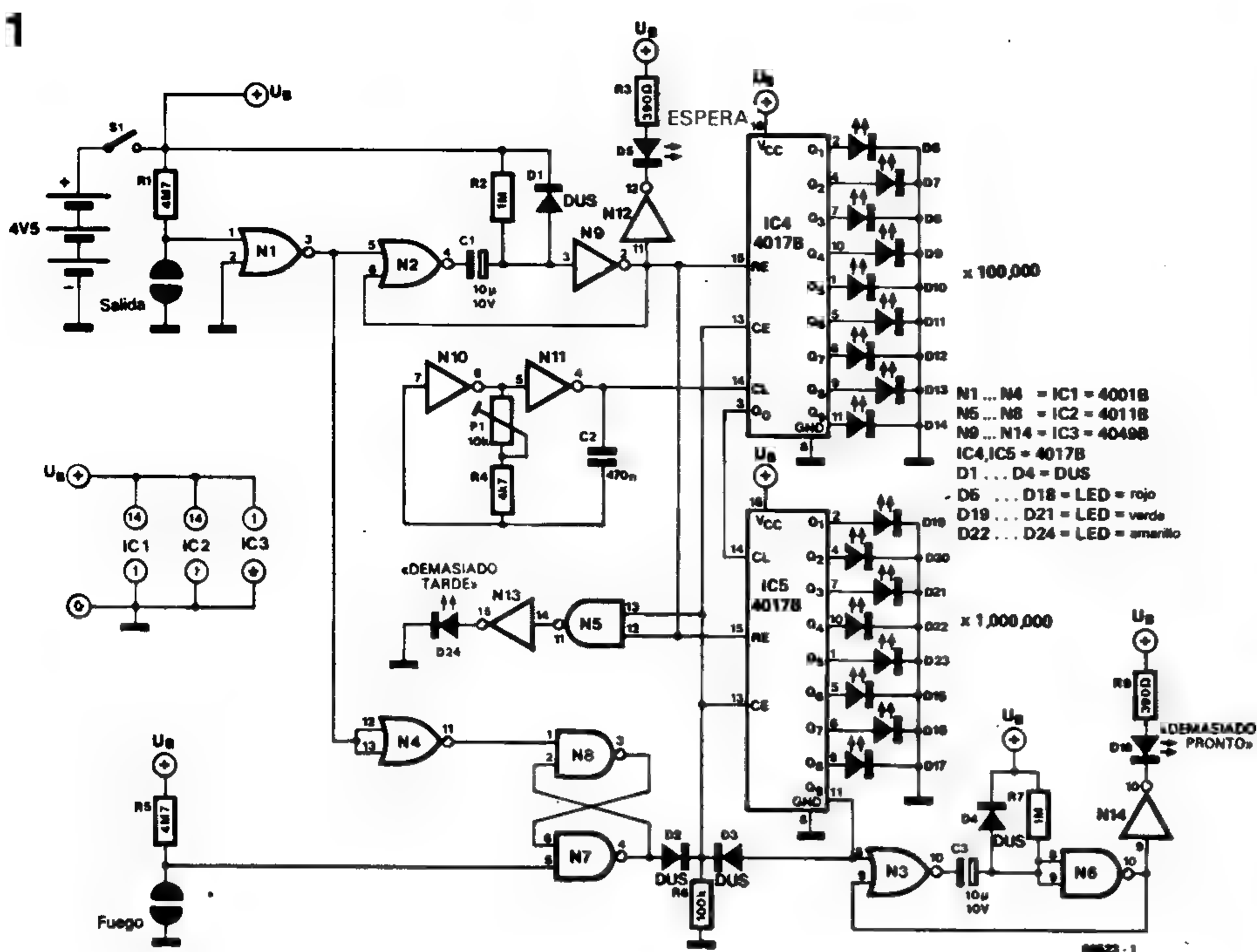


59 | combate de misiles

Este es un juego que combina simultáneamente, velocidad, reflejos, destreza y diversión. Es simple, barato y no utiliza más

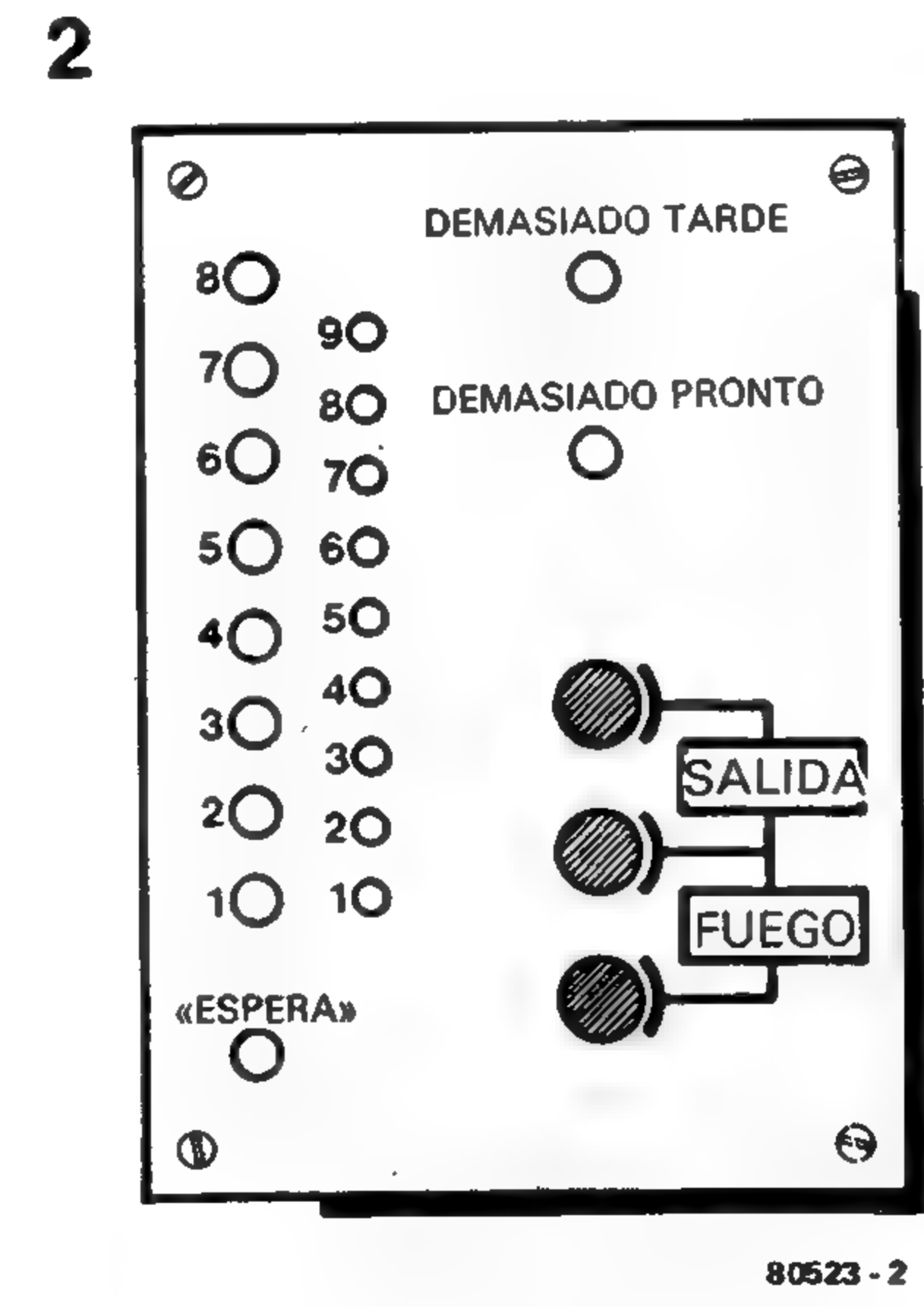
que 5 circuitos integrados del tipo CMOS, lo cual contribuye a reducir el consumo al mínimo. Si se añade al circuito un sistema

que apague los LEDs automáticamente, se tendrá la versión portátil de este juego. Los controles de este juego son 2 interruptores



sensibles al tacto. Cuando se toca el contacto «Salida», la salida de la puerta N1 pasa al estado alto y dispara el monoestable formado por N2 y N9. La salida de este permanecerá a nivel alto durante 5 ó 10 segundos (dependiendo de los valores de C1 y R2), lo cual pondrá a 0 los contadores IC4 e IC5 y encenderá el LED D5 de espera a través de N12. La placa «Fuego» se activa igualmente mediante N4 y la báscula formada por N7 y N8.

En esta situación, la salida de N7 queda a nivel bajo, con lo cual se activan los circuitos contadores IC4 e IC5. Cuando la señal de puesta a 0 está a nivel bajo y se apaga el LED de «Espera», el oscilador formado por N10 y N11 envía la señal de reloj a los circuitos contadores. El potenciómetro de ajuste P1 determina la frecuencia de las oscilaciones y por consecuencia la dificultad del juego.



A medida que las salidas del contador se van poniendo a nivel alto, van encendiéndose los LEDs correspondientes. La salida Q0 del primer contador está conectada a la entrada del reloj del segundo, de forma que a cada ciclo del primero (9 impulsos de reloj), el segundo avanza una posición.

Si no hay ninguna situación que lo impida, la salida Q9 de IC5 pasará a nivel alto, disparando un segundo monoestable formado por N3 y N6, con lo cual la salida de éste adquiere el nivel alto durante 5 a 10 segundos, encendiendo el LED D18 («Demasiado tarde») a través de N14. De igual forma, la salida Q9 coloca un 1 lógico en la entrada de validación de reloj de ambos contadores a través de D3, y por consecuencia para la cuenta.

Cuando la salida del segundo monoestable pasa a nivel bajo, los LEDs se apagan, y disponen al circuito para un nuevo ensayo.

Una vez conectada la alimentación al circuito se tocará el interruptor sensitivo «Salida». Inmediatamente, se encenderá el LED de «Espera» para indicar que el enemigo se prepara para el ataque. Al cabo de un cierto tiempo este LED se apaga y los LEDs D6...D22 comienzan a desfilir velozmente. El objeto del juego es tocar la placa «Fuego» lo antes posible. Dependiendo de la habilidad y rapidez del jugador la protección contra el ataque de misiles salvará a una gran parte de la flota, o por el contrario Vd. será el responsable del total hundimiento y derrota de toda una armada. El número de barcos hundidos se indica en el visualizador (los LEDs).

Las salidas de IC4 dan las centenas y las salidas de IC5 indican los millares, de los barcos hundidos. Sin la reacción del jugador es demasiado lenta, se encenderá el LED «Demasiado tarde», con lo cual la flota entera queda destruida. Contrariamente, si Vd. es demasiado nervioso y pulsa el interruptor antes de tiempo, se encenderá el LED «Demasiado pronto», lo que es igualmente catastrófico puesto que cada jugador únicamente dispone de un misil contra-ataque para defender su flota. ¡Buena suerte!.

K. Siol.

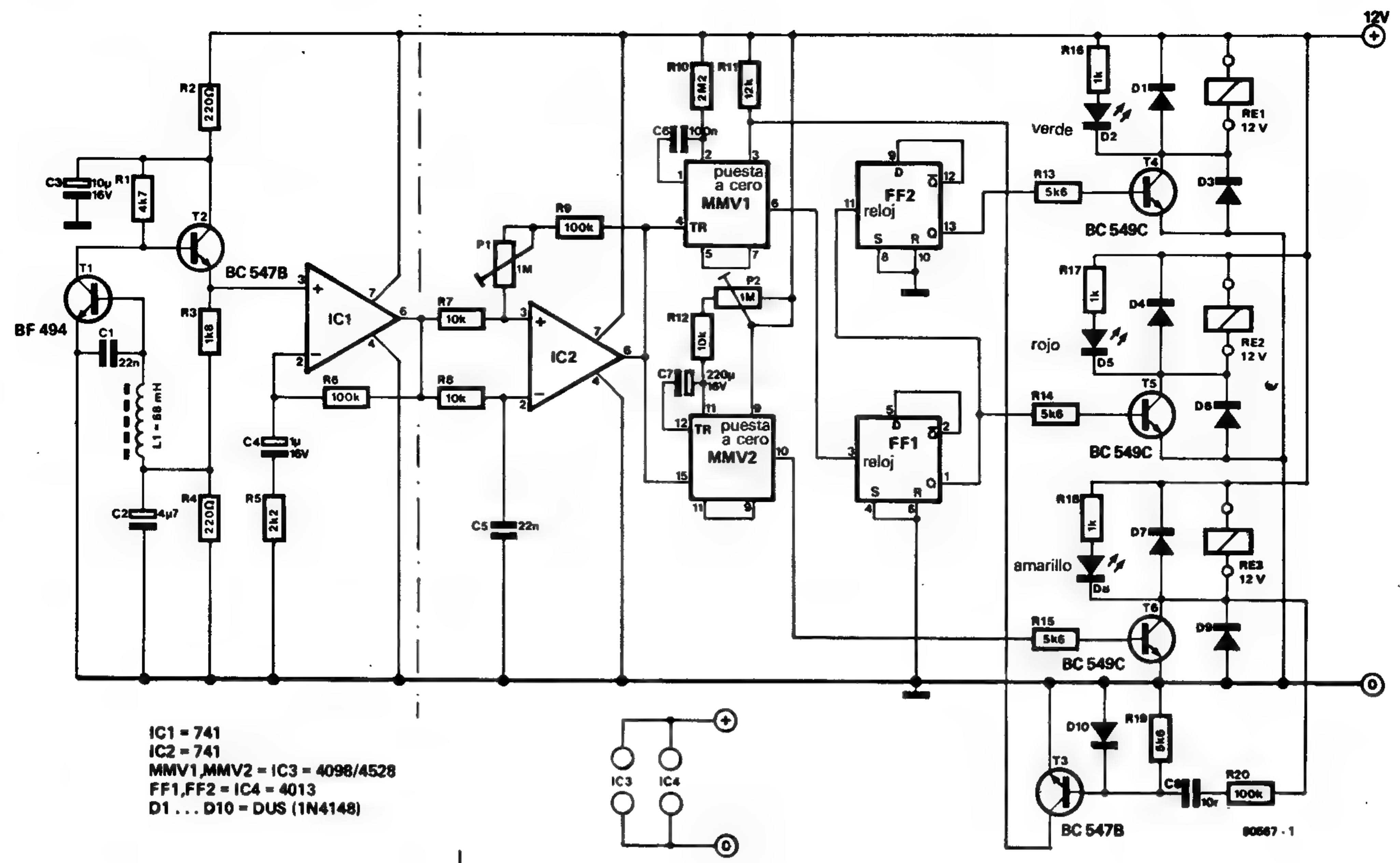
60

interruptor ultra-secreto

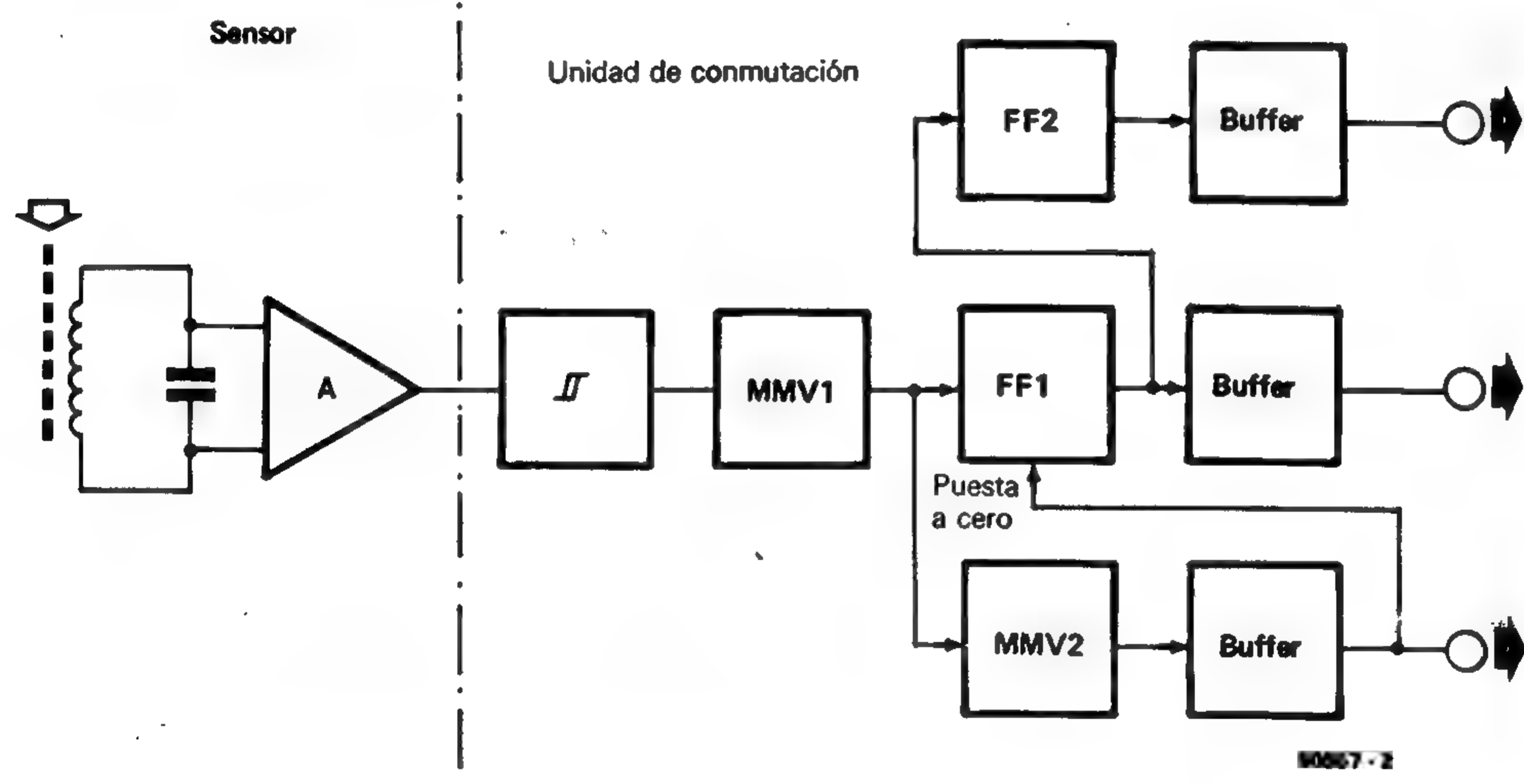
En este montaje abordamos la construcción de un circuito totalmente diferente. En varias ocasiones hemos publicado circuitos de conmutación de todo tipo: interruptores sensibles al tacto, interruptores sensibles a la temperatura, interruptores activados por sonidos, etc. Pero nunca habíamos publicado un montaje de este tipo, o recuerda Vd. algún montaje de ELEKTOR que funcione a golpes. No vale la pena que nos escriban confirmándonos que ya poseen numerosos interruptores mecánicos, que frecuentemente requieren un buen golpe para funcionar, puesto que ¡nosotros tenemos el mismo problema!

En este caso, sin embargo, no es necesario quebrarse la mano para hacer funcionar el interruptor; con un ligero golpe será más que suficiente. El «detector de choque» es una vulgar bobina o choque, o para ser más

precisos una placa sobre la cual se monta la bobina. No rechace esta idea sin antes haber reflexionado acerca de ella, ya que puede tener infinidad de aplicaciones prácticas. Tomemos el ejemplo de la música moderna: este interruptor puede servir perfectamente para transformar un sintetizador electrónico en una batería, que como en la versión real se deberá tocar con baquetas.



IC1 = 741
IC2 = 741
MMV1, MMV2 = IC3 = 4098/4528
FF1, FF2 = IC4 = 4013
D1 ... D10 = DUS (1N4148)



¿Cómo funciona el sensor? El núcleo de las bobinas de choque es un material ferromagnético que contiene un gran número de pequeñas zonas en las que todos los dipolos magnéticos están orientados en la misma dirección (se las conoce como «zonas de Weiss»). La energía necesaria para desorganizar los dipolos de las citadas zonas es verdaderamente muy pequeña (un solo golpe es suficiente). El cambio en el alineamiento de los dipolos, induce una tensión insignificante en la bobina, que mediante una adecuada amplificación y un acondicionamiento de la señal se convierte en un impulso de control adecuado para controlar el interruptor electrónico. Para ilustrar este principio hemos preparado el montaje de la figura 2. En la figura 1 se muestra el esquema sinóptico. El detector de choques, una bobina con núcleo de 68mH, forma parte de un circuito resonante sintonizado a una frecuencia relativamente baja (aproximadamente 3kHz). Obviamente se podría haber utilizado cualquier otra frecuencia superior a 3kHz, sin embargo la señal utilizada nos permite emplear amplificadores

(A) de baja frecuencia lo cual simplifica el circuito. Un trigger Schmitt transforma la señal amplificada en una onda cuadrada, que sirve para disparar el monoestable MMV1. La salida de este último controla un segundo monoestable (MMV2) y 2 biestables conectados en serie. Toda esta circuitería que parece suplementaria sirve para realzar las prestaciones del circuito. Cada vez que se golpea sobre el sensor, FF1 recibe un impulso de reloj, con lo cual FF2 recibirá un impulso de reloj después de este primer golpe, así como en los siguientes. El monoestable MMV2 genera una señal retardada a cada golpe en el sensor, y se emplea para poner a cero FF1. En la figura 2 se muestra el esquema real del montaje. El circuito detector propiamente dicho es particularmente simple, la parte de circuito que figura a la derecha de la línea de trazos pertenece al circuito de conmutación. Como se dijo precedentemente, la bobina detectora L1 es un choque de 68mH. La señal de salida se amplifica mediante los transistores T1, T2 y el circuito integrado IC1. El circuito integrado IC2 trabaja como trigger

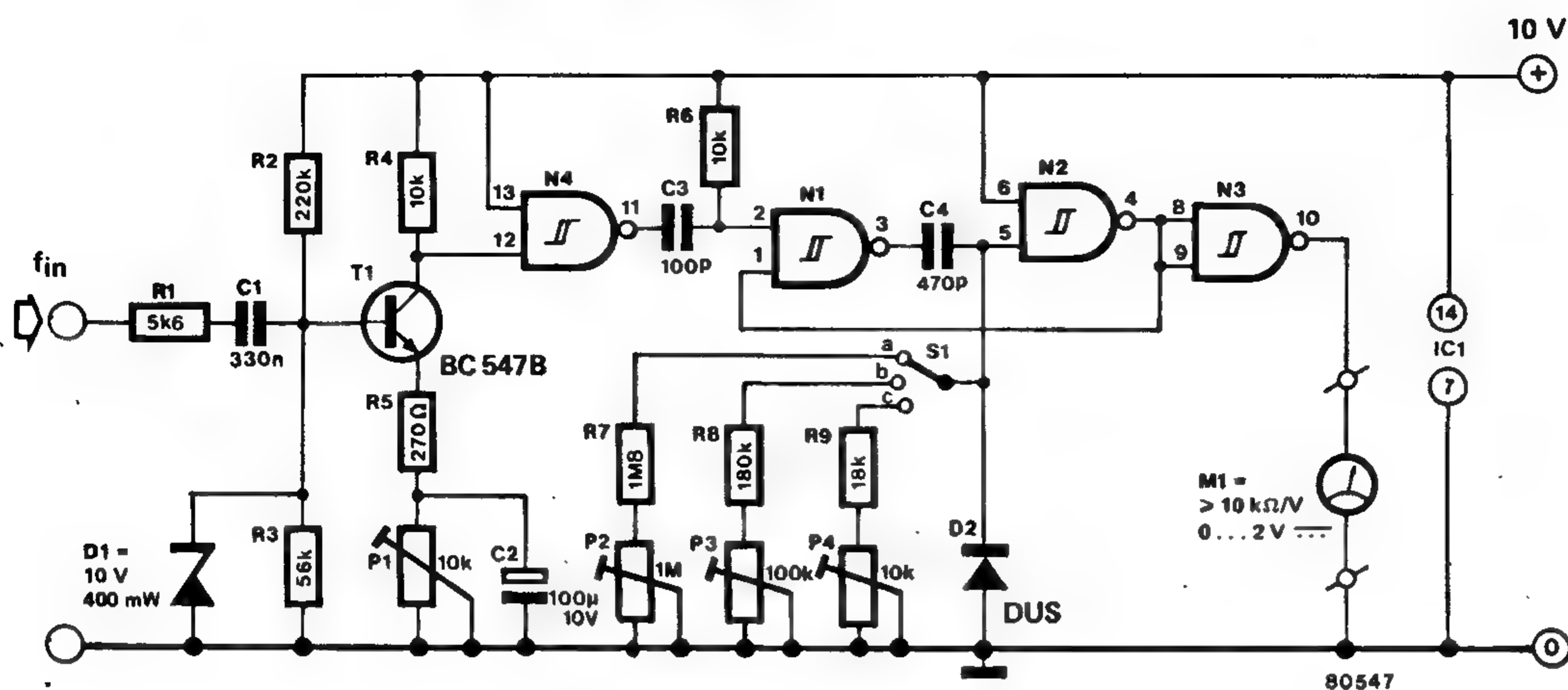
Schmitt, y P1 controla su sensibilidad. Los dos monoestables utilizados se encuentran en el interior de un solo circuito integrado (IC3), al igual que sucede con los dos circuitos biestables (IC4). El potenciómetro P2 permite ajustar la anchura de impulso de la señal proporcionada por MMV2. FF1, FF2 y MMV2 controlan cada uno una etapa buffer, la cual a su vez excita un relé y un LED. Esto es lo que se llama un visualizador audiovisual. Cuando quiera asombrar a sus amigos con *trucos de magia* sólo tendrá que pronunciar las palabras del conjuro (y eso sí, sin olvidar dar un golpecito al sensor) para conmutar el circuito (una puerta o una bombilla por ejemplo). Se supone en este caso que el relé utilizado no produce demasiado ruido al conmutar el circuito puesto que esto echaría a perder toda la broma. Veamos algunos consejos de orden práctico. El valor del choque no es verdaderamente crítico, sin embargo es aconsejable asegurarse de que no compramos un componente de alta precisión, ya que estos van montados en un material que absorbe las

vibraciones (goma-espuma, o plástico). Este tipo de cosas reduciría notoriamente la sensibilidad del sensor. Es preciso resaltar, que este tipo de interruptores puede resul-

tar fácilmente interferido por la proximidad de fuertes campos magnéticos: transformadores de potencia, motores eléctricos, etc. Aparte de esto el circuito es verda-

deramente sensible, útil y diferente. Más o menos lo que se trata de conseguir en este departamento técnico, pero claro está ¡sin golpes!

6 | frecuencímetro de audio



N1 ... N4 = IC1 = 4093 B

la señal de entrada en una onda cuadrada, que se utiliza para disparar un multivibrador

monoestable (con el flanco negativo) formado en torno a N1 y N2. La salida de este monoestable se invierte a través de la puerta NE, cuya salida se encuentra conectada al galvanómetro (también puede utilizarse un multímetro conectado en la escala de 2V. FE).

Los rangos de frecuencia del aparato se eligen mediante el conmutador S1, y son: 200Hz, 2kHz y 20kHz. La calibración de estas 3 escalas se hará ajustando los potenciómetros P2, P3 y P4 tomando como señal de referencia la de un generador de funciones (por ejemplo el publicado en el N.º 1). El circuito puede variar su sensibilidad de entrada con el potenciómetro P1. Este componente varía la tensión continua de

S1 a = $f_{in \max} = 200 \text{ Hz} \rightarrow 1 \text{ V}/100 \text{ Hz}$
 S1 b = $f_{in \max} = 2 \text{ kHz} \rightarrow 1 \text{ V}/1 \text{ kHz}$
 S1 c = $f_{in \max} = 20 \text{ kHz} \rightarrow 1 \text{ V}/10 \text{ kHz}$

polarización de T1 y por lo tanto la tensión en la entrada de N4. Cuando esta tensión se encuentra exactamente centrada entre los 2 umbrales de disparo, la sensibilidad del circuito es máxima.

El circuito admite tensiones de entrada de hasta $50V_{pp}$ (pico a pico). Para tensiones de entrada reducidas (inferiores a $14V_{pp}$) la impedancia de entrada será aproximadamente de 25k. Para mayores tensiones de entrada, D1 comienza a conducir, con lo cual la impedancia de entrada disminuirá a 5k aproximadamente.

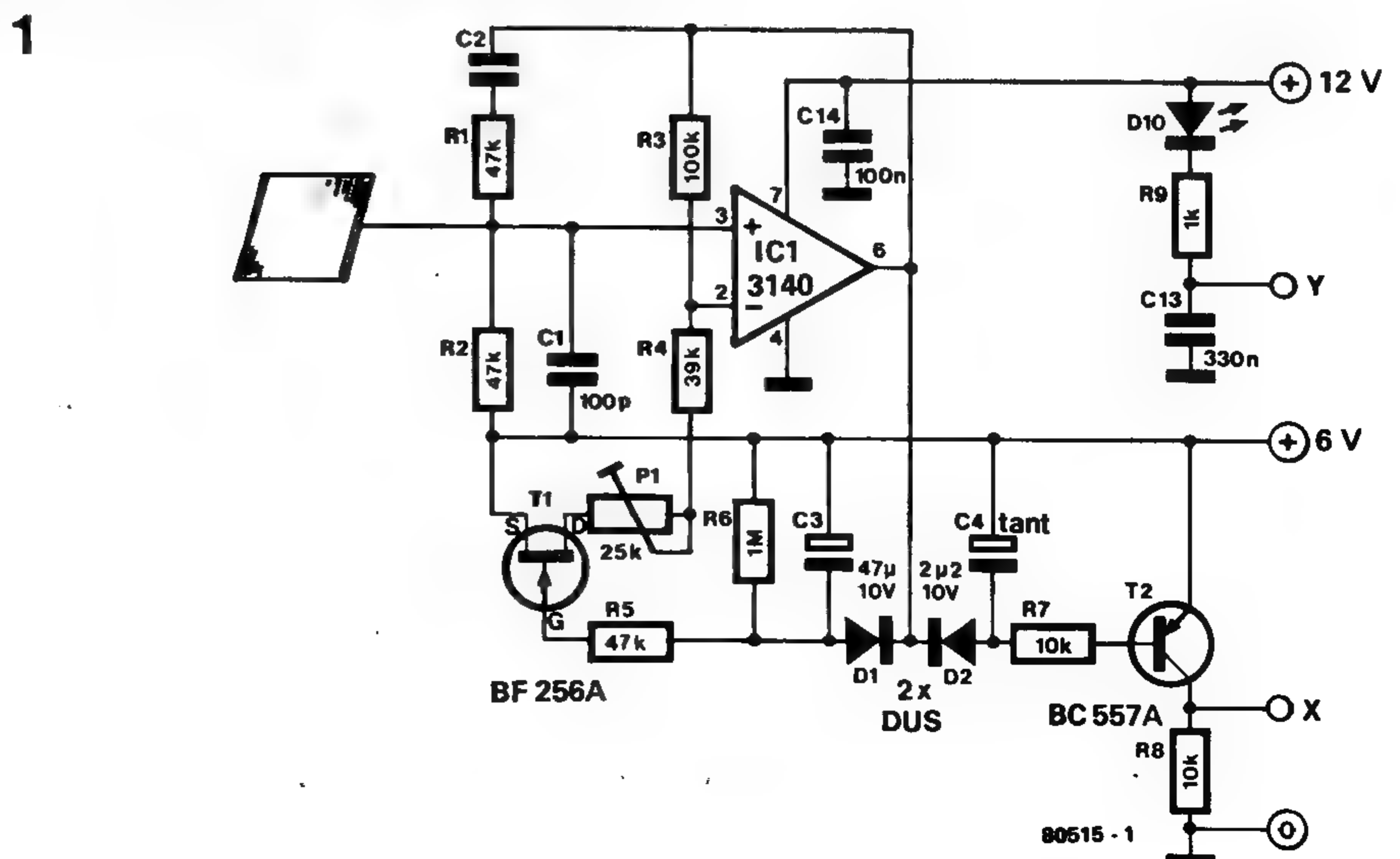
La precisión del circuito de medida queda determinada por la calidad del medidor, sin embargo, la precisión del circuito individualmente es mejor que el 2 por 100.

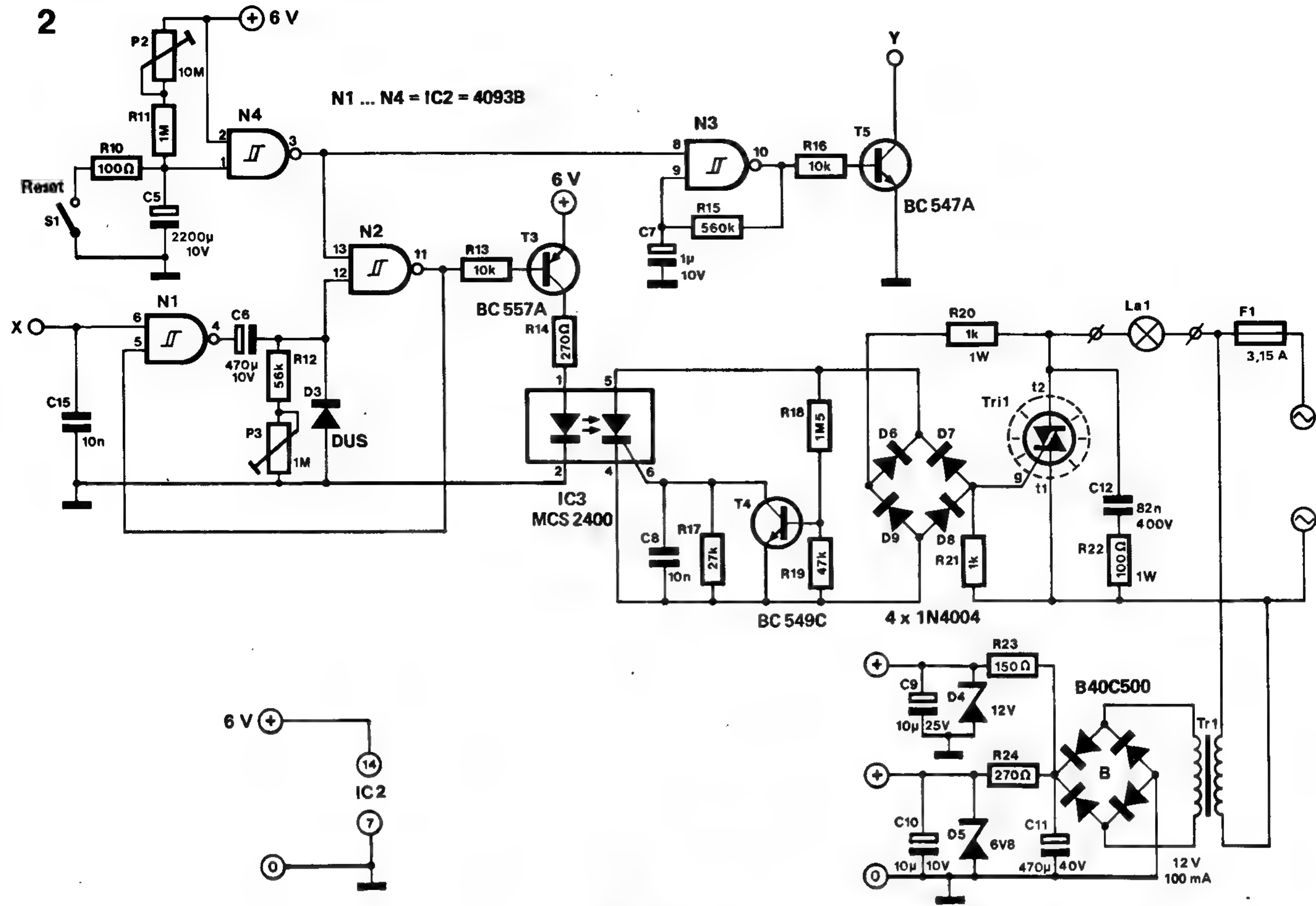
Si Vd. está interesado en las aplicaciones y equipos de audio, seguramente los frecuencímetros comerciales le «vendrán grandes», ya que únicamente utilizará una minúscula parte de su escala, y sin embargo Vd. tendrá que pagar por la escala completa (100MHz normalmente para los modelos digitales). El sencillo circuito que se describe en este artículo utiliza un convertidor ordinario, que transforma a un simple galvanómetro de $10k \Omega / V$ en un frecuencímetro analógico.

En primer lugar la señal de entrada pasa por una etapa amplificadora (T1) cuya ganancia es de 40 y a continuación se introduce en un trigger Schmit formado en torno a N4. La misión de este circuito es convertir

62 | sensor de proximidad para escaparates

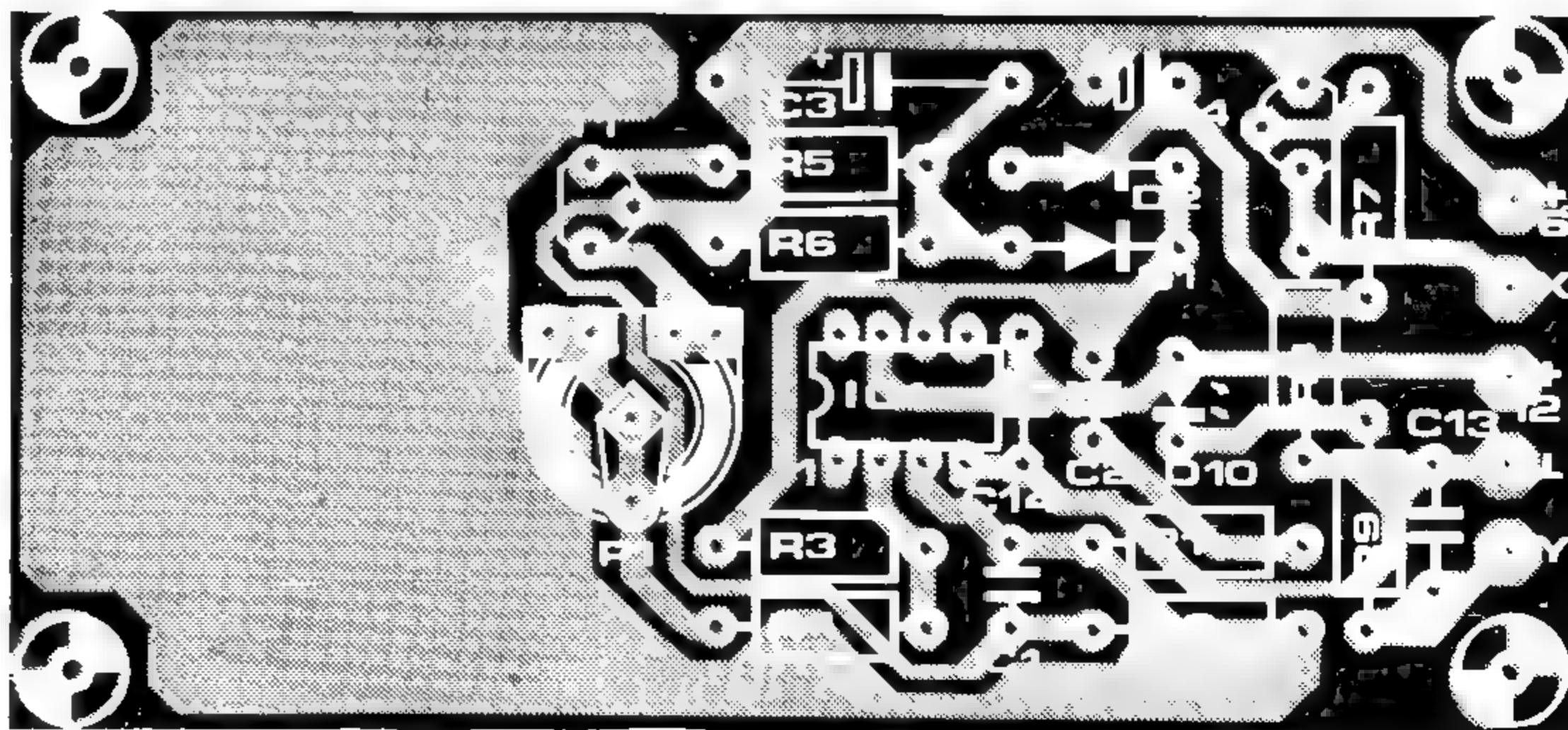
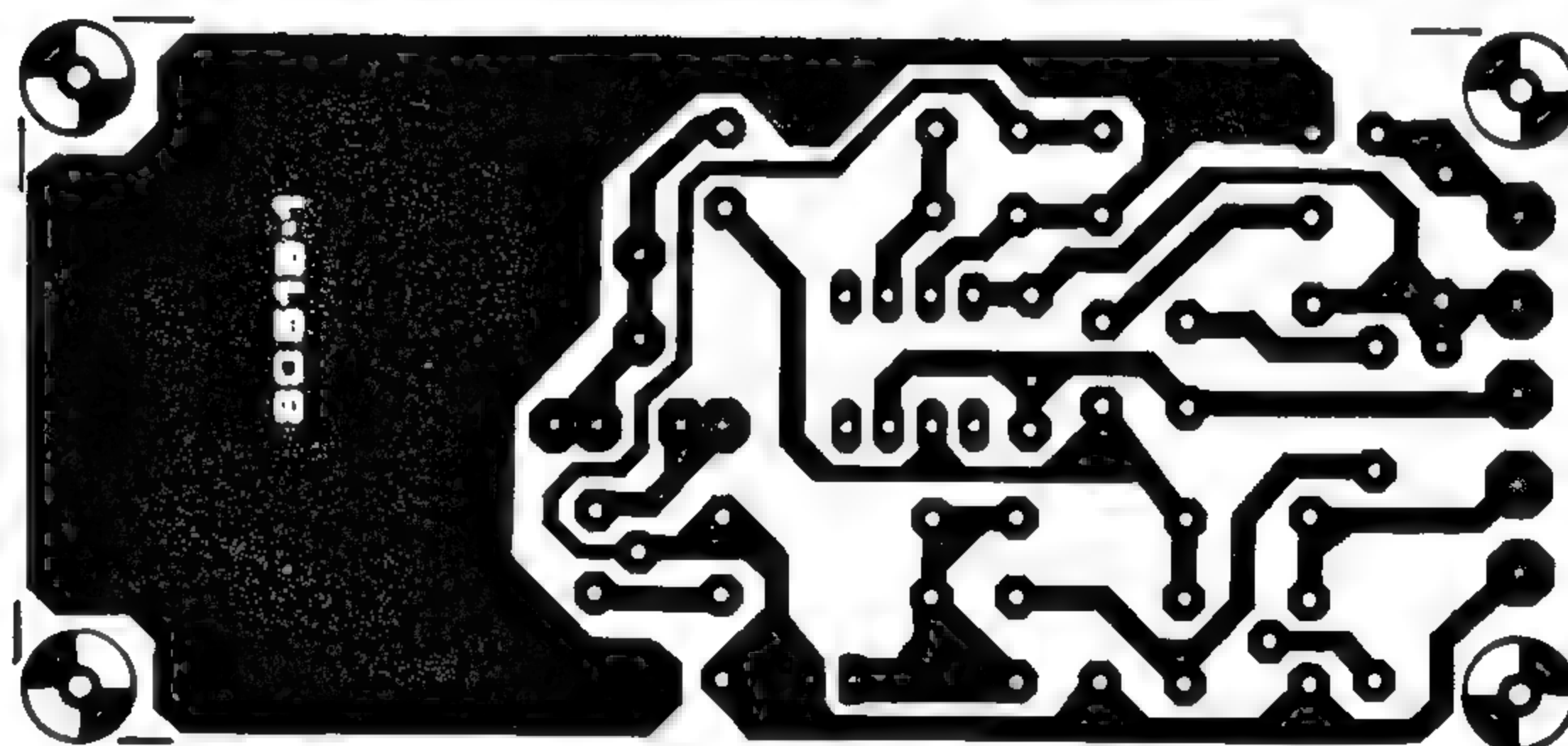
Una parte importante de los gastos de un comercio está constituida por la factura de la luz. Un método simple para reducir el costo de la energía eléctrica podría ser limitar el número de proyectores. Sin embargo esta medida puede traer como consecuencia una disminución de las ventas en las horas de baja luminosidad ambiental (un escaparate poco iluminado es un reclamo poco eficaz). No hace mucho tiempo, se propuso una solución alternativa, que consistía en colocar un interruptor en el exterior del escaparate de modo que fueran los propios clientes quienes encendieran las luces del mismo, y transcurrido un tiempo éstas se apagarán automáticamente. Este sistema es sin duda una solución interesante si bien su realización práctica resulta demasiado cara. El interruptor exterior debe estar protegido contra gamberros nocturnos y condiciones ambientales (lluvia, frío, calor,





0615 -2

3

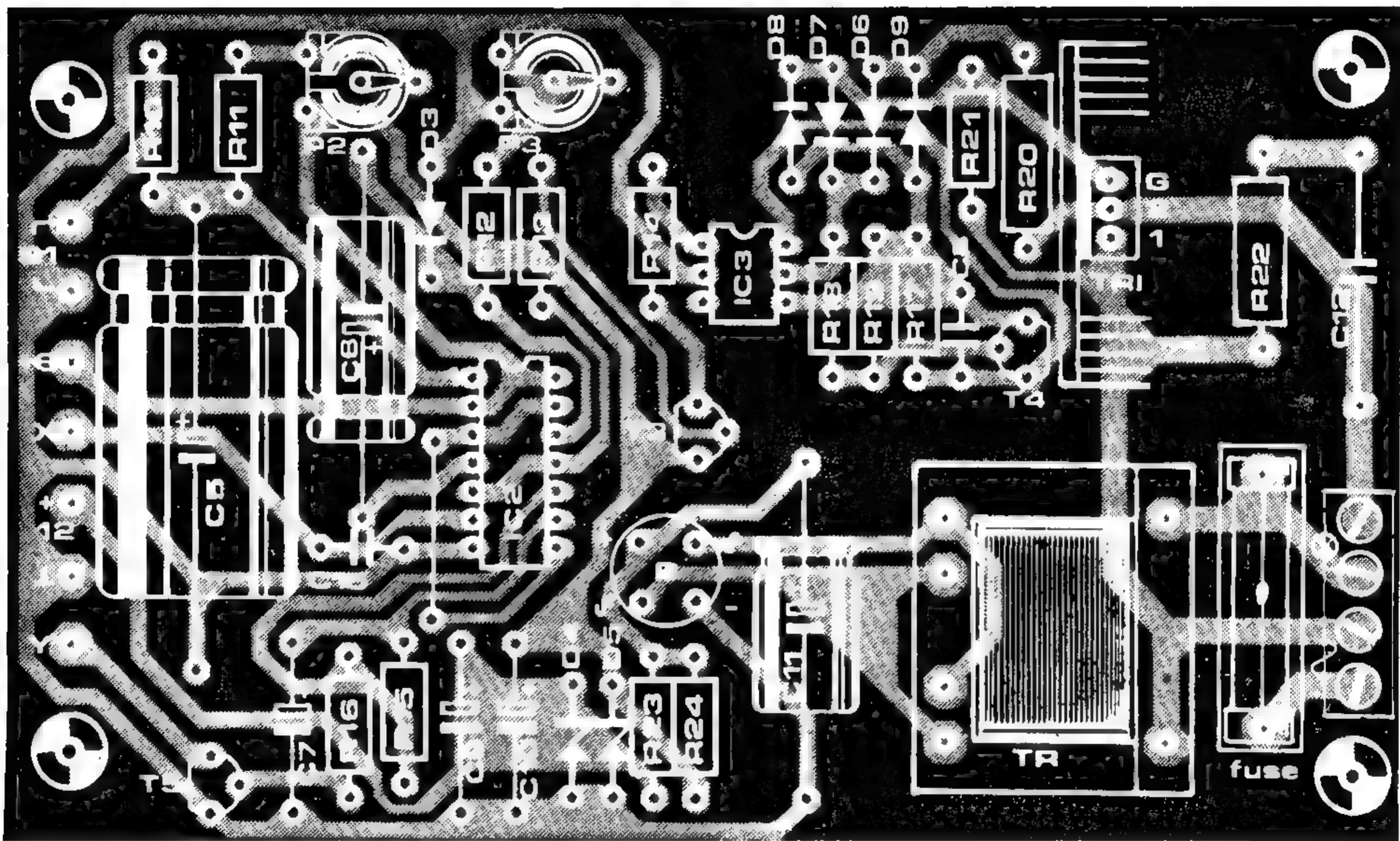
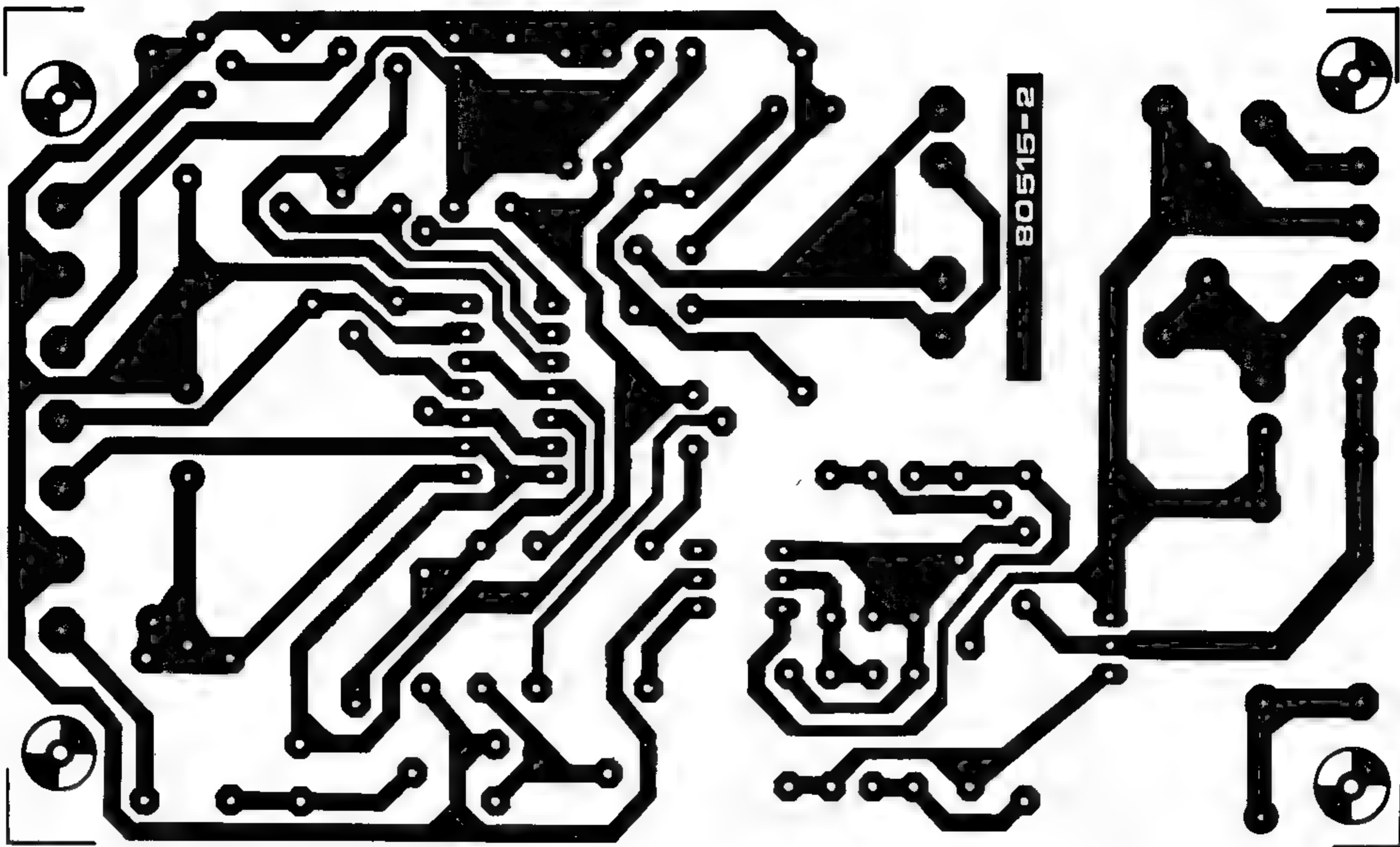


sación para las variaciones de capacidad debidas a las condiciones ambientales, es decir de tipo lento. La señal de salida del oscilador queda condicionada y recortada mediante D1 y C3. La tensión de puerta del FET (T1) depende de las variaciones lentas de capacidad producidas por el sensor, con lo cual se modifica la impedancia drenador/fuente del FET, manteniéndose constante la amplitud de salida.

De esta forma se evita la influencia sobre el

oscilador de las variaciones lentas de capacidad debidas a la temperatura y humedad. Cuando se aproxima una mano a la placa sensible se produce una variación rápida de capacidad (no compensada por el bucle de control) con lo que el oscilador se bloquea. Mientras que el oscilador está en funcionamiento, aparece una tensión en el colector de T2 (punto «X» del circuito), sin embargo, esta tensión desaparece al bloquearse el oscilador. Este cambio de nivel se apro-

4



Lista de componentes

Resistencias:

- R1,R2,R5,R19 = 47 k
- R3 = 100 k
- R4 = 39 k
- R6,R11 = 1 M
- R7,R8,R13,R16 = 10 k
- R9,R21 = 1 k
- R10 = 100 Ω
- R12 = 56 k
- R14,R24 = 270 Ω
- R15 = 560 k
- R17 = 27 k
- R18 = 1M5
- R20 = 1 k/1 W
- R22 = 100 Ω/1 W
- R23 = 150 Ω
- P1 = 25 k potenciómetro ajustable
- P2 = 10 M potenciómetro ajustable
- P3 = 1 M potenciómetro ajustable

Condensadores:

- C1,C2 = 100 p
- C3 = 47 μ/10 V
- C4 = 2μ2/10 V tantaló
- C5 = 2200 μ/10 V
- C6 = 470 μ/10 V
- C7 = 1 μ/10 V
- C8,C15 = 10 n
- C9 = 10 μ/25 V
- C10 = 10 μ/10 V
- C11 = 470 μ/40 V
- C12 = 82 n/400 V
- C13 = 330 n
- C14 = 100 n

Semiconductores:

- T1 = BF 256A
- T2,T3 = BC 557A
- T4 = BC 549C
- T5 = BC 547A

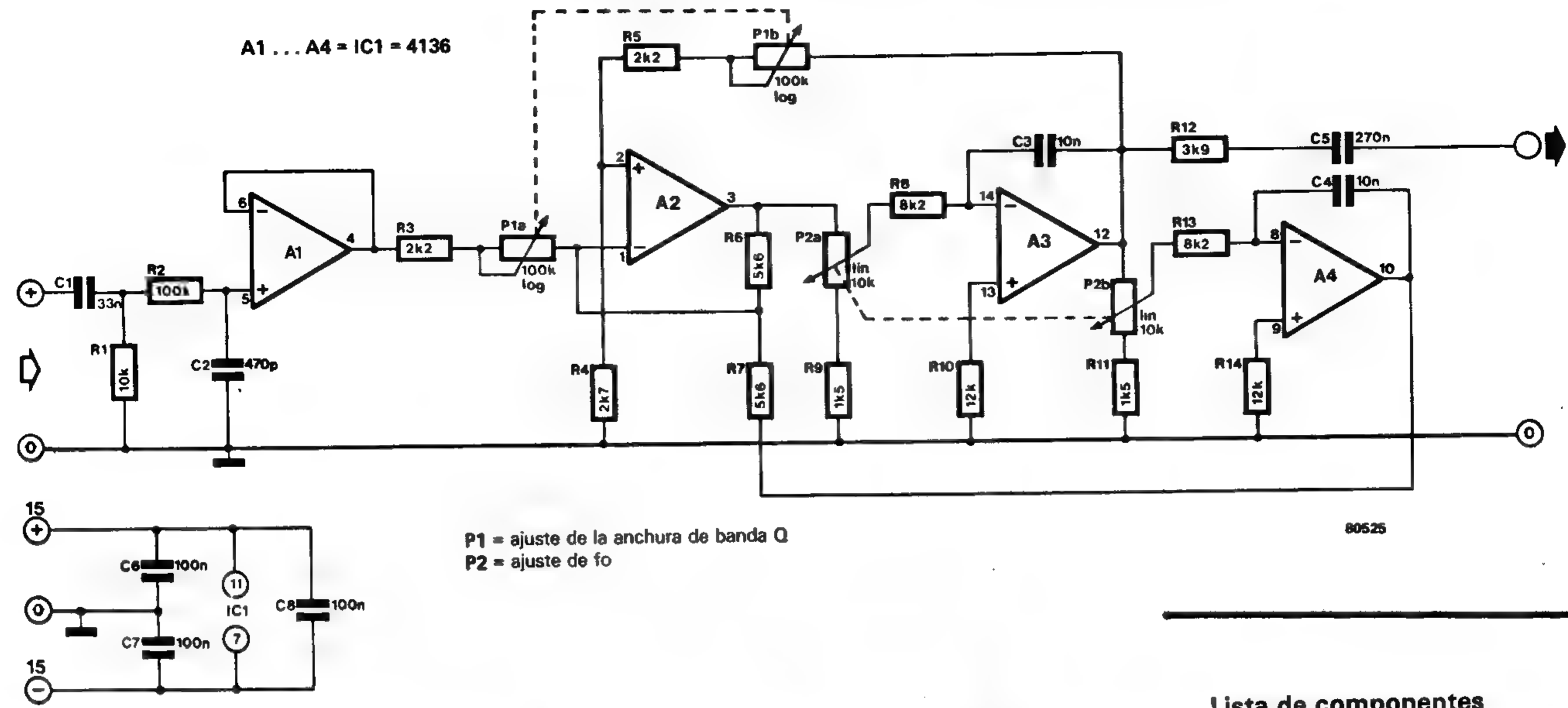
- D1,D2,D3 = DUS
- D4 = zener 12 V/400 mW
- D5 = 6V8/400 mW
- D6 ... D9 = 1N4004
- D10 = red LED
- B = B40C500 puente rectificador de (40 V/500 mA)
- Tri = triac de 5 A (e.g. TIC 226D)
- IC1 = 3140
- IC2 = 4093 B
- IC3 = MCS 2400
- S1 = interruptor S.P.S.T.
- F = 3.15 A fusible lento
- Tr = transformador de 12 V/100 mA

vecha para controlar el monoestable formado por N1 y N2 (figura 2). Cuando la entrada de N1 pasa a nivel bajo, la salida de N2 pasa igualmente a nivel bajo durante un período de tiempo determinado por C6, R12 y P3. En esta situación el transistor T3 entra en conducción y enciende el LED del optoacoplador, que a su vez dispara el tiristor en el cruce por 0 de la tensión de red.

Esto es debido a que el transistor T4 mantiene a masa la puerta del tiristor excepto en el cruce por 0. Con ello se consigue una conmutación de la carga con un mínimo de interferencias parásitas debidas a la conmutación. Para atraer aún más la atención de los compradores se ha dispuesto un LED intermitente sobre la placa sensible, controlado

por N3, a una frecuencia de 2Hz. El interruptor S1 se utiliza para poner en funcionamiento el sistema. Al pulsar dicho interruptor se produce la descarga del condensador C5, con lo cual el LED D10 comienza a parpadear. Si se aproxima la mano a la placa sensible dicho LED quedará encendido durante un período de tiempo determinado por el potenciómetro P3. ■

63 filtro de estado variable



Lista de componentes

Resistencias:

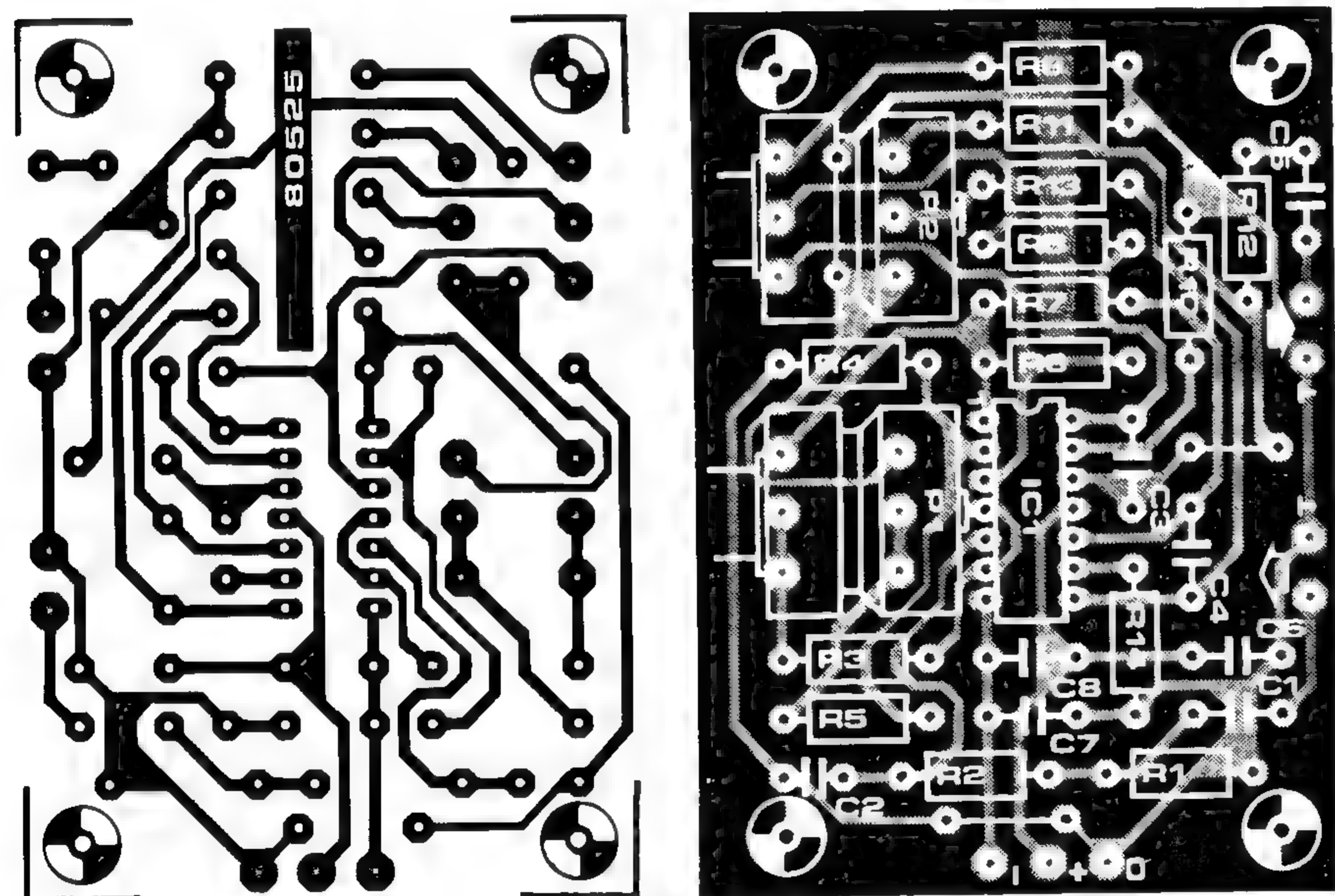
- R1 = 10 k
- R2 = 100 k
- R3, R5 = 2k2
- R4 = 2k7
- R6, R7 = 5k6
- R8, R13 = 8k2
- R9, R11 = 1k5
- R10, R14 = 12 k
- R12 = 3k9

Condensadores:

- C1 = 33 n
- C2 = 470 p
- C3, C4 = 10 n
- C5 = 270 n
- C6, C7, C8 = 100 n

Varios:

- IC1 = A1 ... A4 = 4136
- P1 = 2 x 100 k log.
- P2 = 2 x 10 k lin.



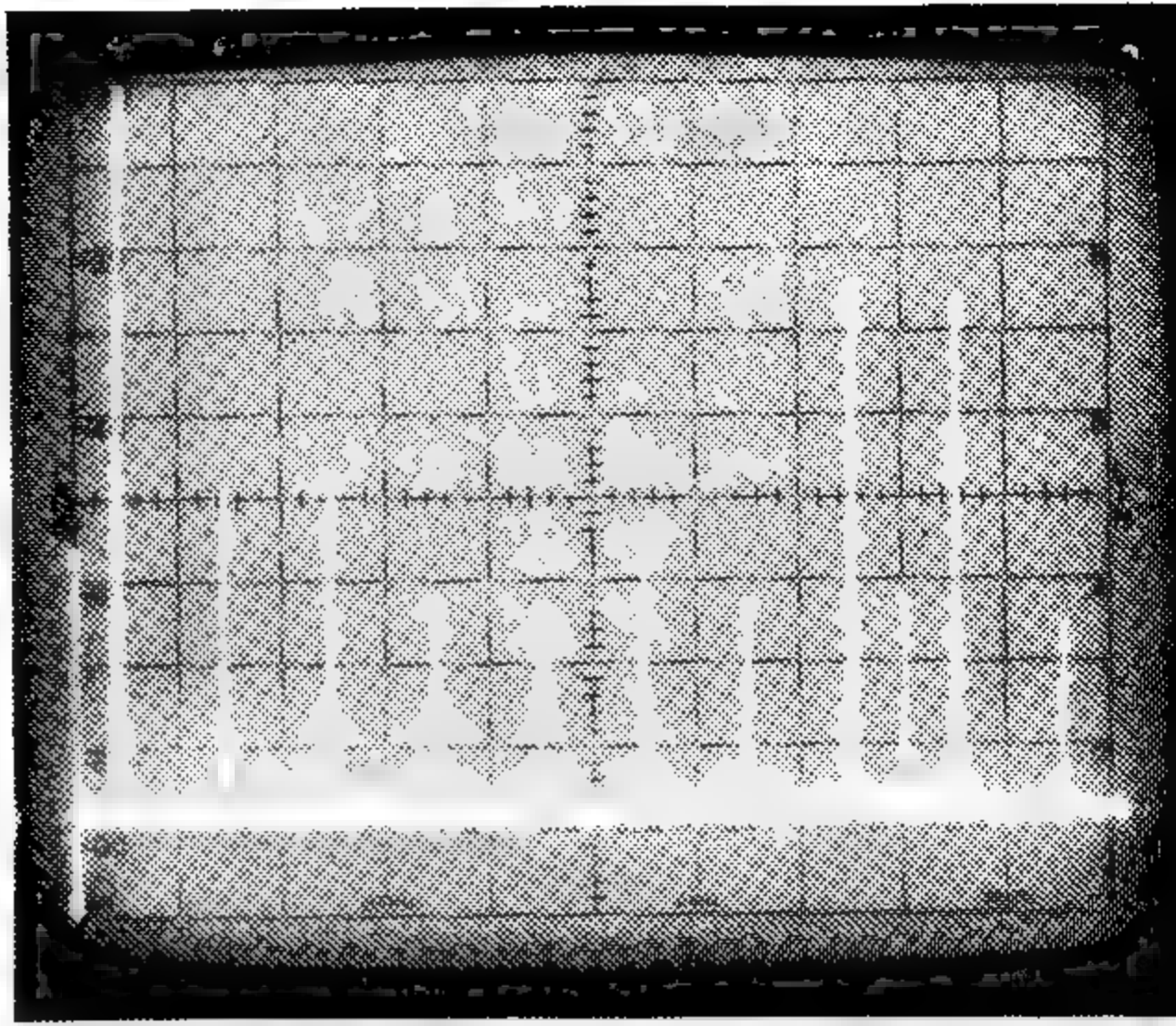
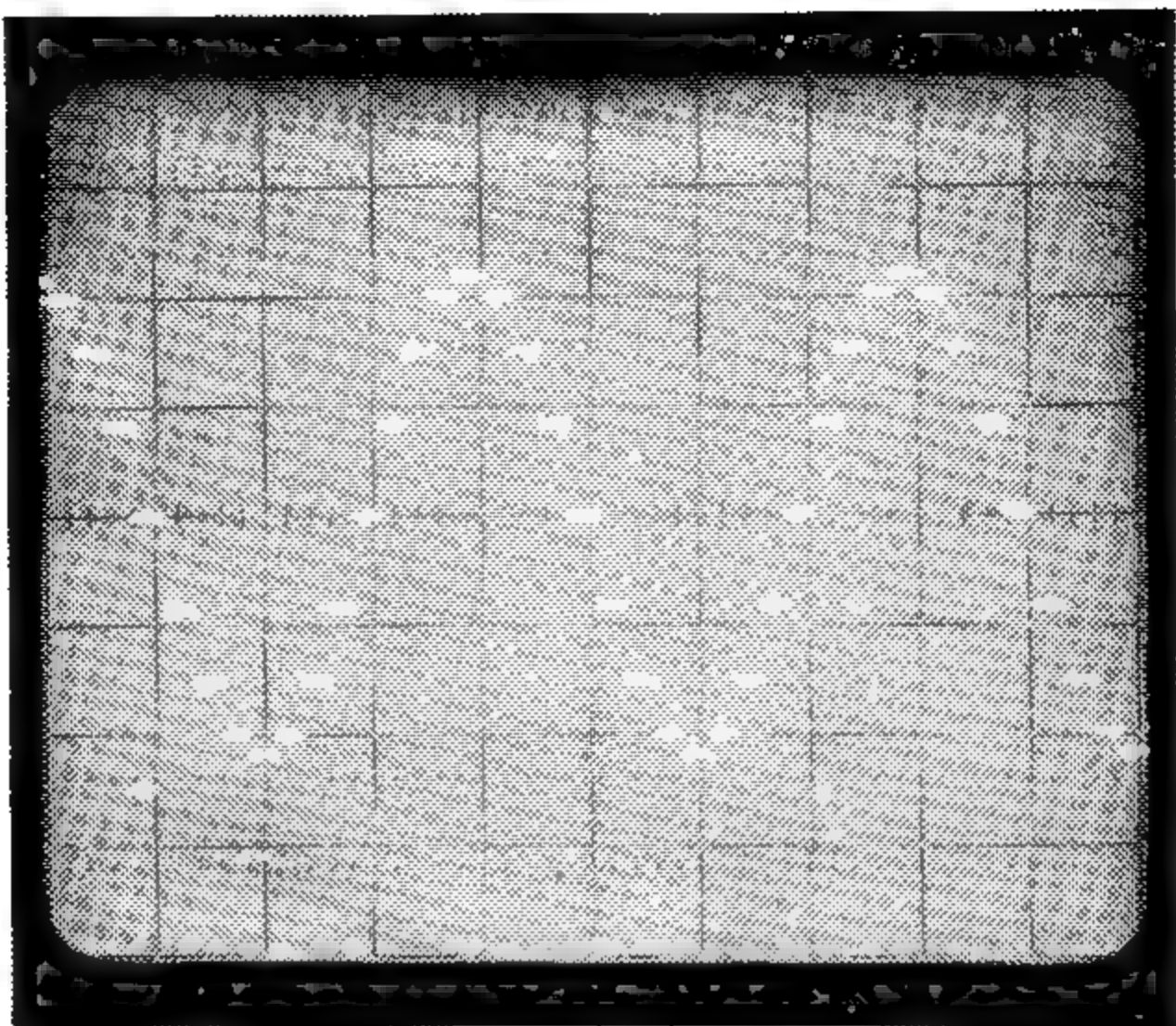
La mayoría de los receptores multibanda y de los receptores de tráfico baratos poseen una anchura de banda compatible con las emisoras comerciales; sin embargo, aún resulta demasiado ancha para ser utilizada por los radioaficionados. Los receptores de banda estrecha, o aún más los receptores cuya anchura de banda es ajustable son habitualmente mucho más caros. Este filtro de estado variable permitirá escuchar las emisiones de radioaficionados (BLU y CW) sin interferencias. En este tipo de filtros la frecuencia central y el factor Q son ajustables. El montaje se conectará antes del amplificador de audio existente, de forma que toda señal de interferencia situada en los entornos de la frecuencia central del filtro sea considerablemente atenuada. El resultado, obviamente no es el mismo que el obtenido con un verdadero receptor de banda estrecha pero en general puede calificarse de muy satisfactorio. El filtro de entrada formado por C1, C2,

R1 y R2 tiene la misión de reducir el espectro de audio utilizable. Los puntos de 6dB de este filtro se encuentran a 500Hz y 3.400Hz. El amplificador operacional A1 se emplea como etapa tampón entre el filtro de entrada y el filtro ajustable propiamente dicho. Este último está formado por los amplificadores operacionales A2...A4. El coeficiente Q del filtro puede ser ajustado mediante P1 entre 1 y 50. La frecuencia central del filtro puede variarse entre 200Hz y 2kHz, actuando sobre el potenciómetro P2. Ajustando estos dos potenciómetros convenientemente, puede obtenerse una gama de frecuencias verdaderamente estrecha. Puesto que los receptores de banda ancha y de tráfico son actualmente bastante corrientes y no demasiado caros, será preferible construir un circuito impreso para el filtro de estado variable, de modo que no desentone con el receptor. Afortunadamente este circuito es muy compacto, pues-

to que todos los amplificadores operacionales necesarios para el montaje están contenidos en un solo circuito integrado (4136). La tensión de alimentación habrá de ser doble y simétrica de ($\pm 15V$), si bien la corriente consumida por el circuito es tan reducida que bastará con que la fuente proporcione algunos miliamperios.

64 | generador digital senoidal

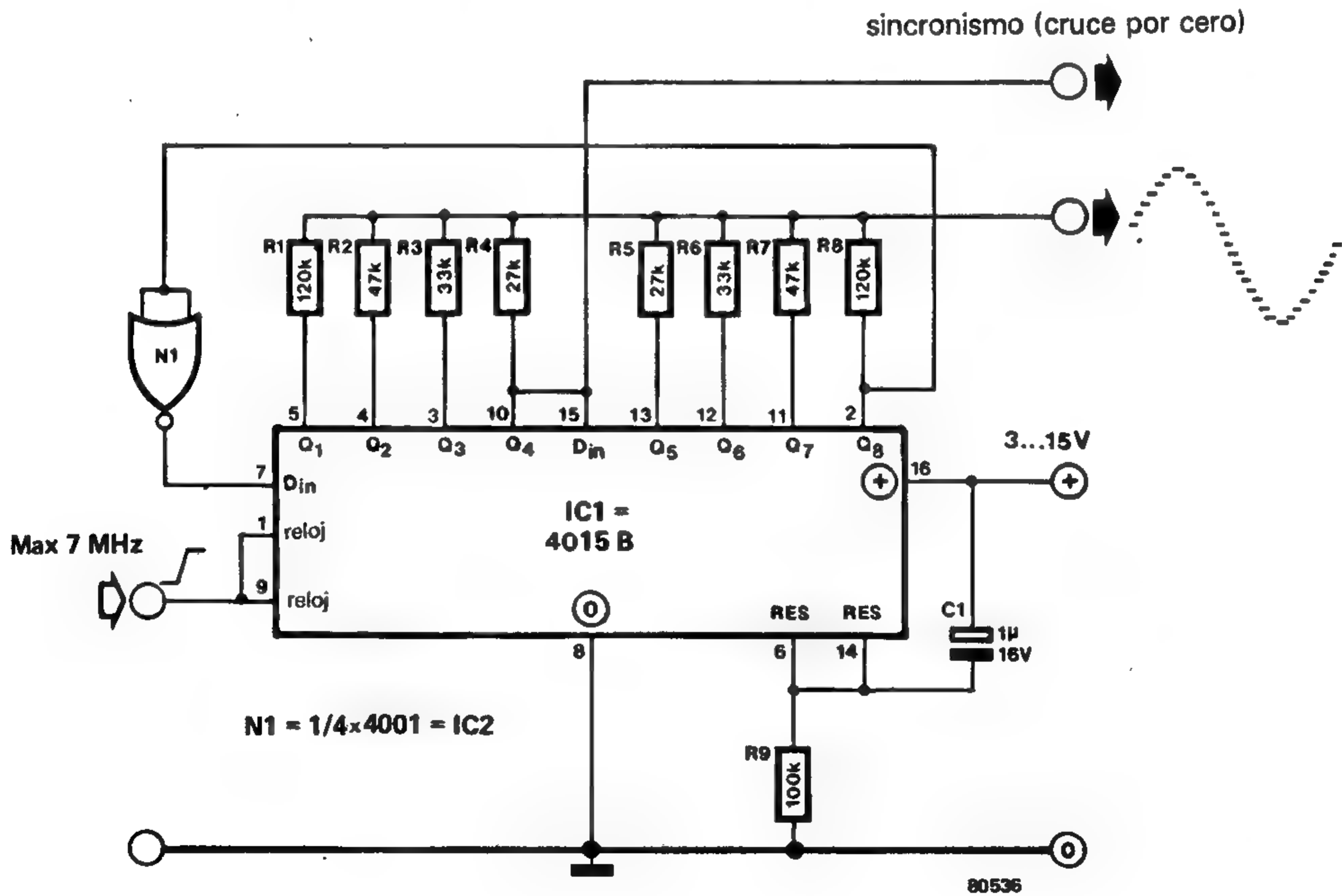
En la actualidad existe una marcada tendencia a codificar todo tipo de información bajo la forma de señales digitales, debido a la precisión de la frecuencia obtenida y a la alta estabilidad de la señal. El circuito que se presenta en este artículo genera una onda senoidal sin embargo (dando otros valores a las resistencias R1...R8) la señal de salida puede tomar cualquier otra forma. Al dar tensión al circuito, la célula R9/C1 proporciona un corto impulso de puesta a cero (reset), con lo cual todas las salidas se ponen a cero (lógico). Al estar la salida Q₈ a cero, el inversor N1 aplica un «1» en la entrada D. Un oscilador externo (no representado) suministra los impulsos de reloj necesarios para el funcionamiento del circuito. A cada flanco positivo de la señal de reloj, el registro de desplazamiento (shift register) IC1, traslada la información digital presente en sus salidas un lugar hacia delante. Es decir, al llegar el primer impulso de reloj la salida Q₁ pasará a nivel «1», y tras ocho impulsos más será la salida Q₈ la que quede a nivel alto («1»). En el momento que la salida Q₈ alcanza el nivel «1», la entrada D cambiará al estado «0», permaneciendo así hasta que Q₈ cambia de esta-



do. Escogiendo los valores adecuados para R1...R8 la salida se convierte en una señal senoidal. La frecuencia de esta señal será 1/16 de la frecuencia de reloj. Por tanto, aunque los integrados CMOS puedan trabajar con señales de hasta 7MHz, la frecuencia máxima de salida será de 0,5MHz. La puerta N1 puede ser de cualquier tipo ya que su misión es invertir la señal de la salida Q₈.

En las fotos puede apreciarse la forma de onda y el espectro de frecuencias. Los ar-

mónicos de mayor relevancia (el tercero y el quinto) aparecen al menos 50dB por debajo del nivel de salida. El séptimo armónico es prácticamente despreciable, de modo que con un simple filtro RC en la salida eliminaremos esta componente. Como reloj se podrá utilizar el temporizador 555 (véase el artículo de este mismo número «FSK sincrono»). La salida de sincronismo proporciona una onda cuadrada de la misma frecuencia y fase que la señal senoidal (¡muy útil para disparar un osciloscopio!).



65 | muestreador-bloqueador para sintetizadores

Gran parte de los intérpretes de música electrónica precisan de secuencias de sonidos aleatorios y por supuesto de un aparato que las genere. Una unidad para producir frecuencias aleatorias puede ser realizada a base de un circuito muestreador-bloqueador. El circuito presentado en este artículo genera impulsos de puerta con una relación pulso/intervalo independiente. La señal de entrada puede tomarse de un generador de

ruido o de un LFO (oscilador de baja frecuencia). La ganancia del amplificador de entrada puede variarse entre 1 y 10. Este parámetro también puede emplearse con otros propósitos muy diferentes como, por ejemplo, obtener profundas modulaciones o conseguir efectos de «trueno», y demás variaciones. A continuación del amplificador de entrada se encuentra un transistor FET

(T1) que trabaja como interruptor, entrando en conducción cuando recibe una señal del generador de impulsos de puerta. Al mismo tiempo, el condensador conectado en el drenador de T1 se carga al valor instantáneo de la señal presente en la salida del amplificador. La alta impedancia de entrada del amplificador buffer A2, mantiene constante la tensión del condensador (FET conmutado).



Basado en una idea de J. Binder.

1



crítico. El monoestable está constituido igualmente por un temporizador 555. Esta parte del circuito recibe los impulsos de disparo a través del diferenciador formado por C5 y R8. La patilla 5 de IC3 se utiliza como entrada de modulación y se conecta a la salida del amplificador diferencial IC1 (741), cuya señal controla la anchura del ciclo de trabajo. La tensión de referencia en la entrada no inversora de IC1 se ajusta mediante el potenciómetro P1. La entrada in-

versora de IC1 se conecta a la batería a través de una resistencia de 100k. En tanto que la tensión de la batería sea inferior a la tensión de referencia, la salida de IC1 permanecerá a nivel alto. A medida que disminuye la diferencia de tensiones entre el voltaje de referencia y el de la batería, la salida del amplificador diferencial (IC1) reducirá su tensión, y por consiguiente la anchura del ciclo de trabajo.

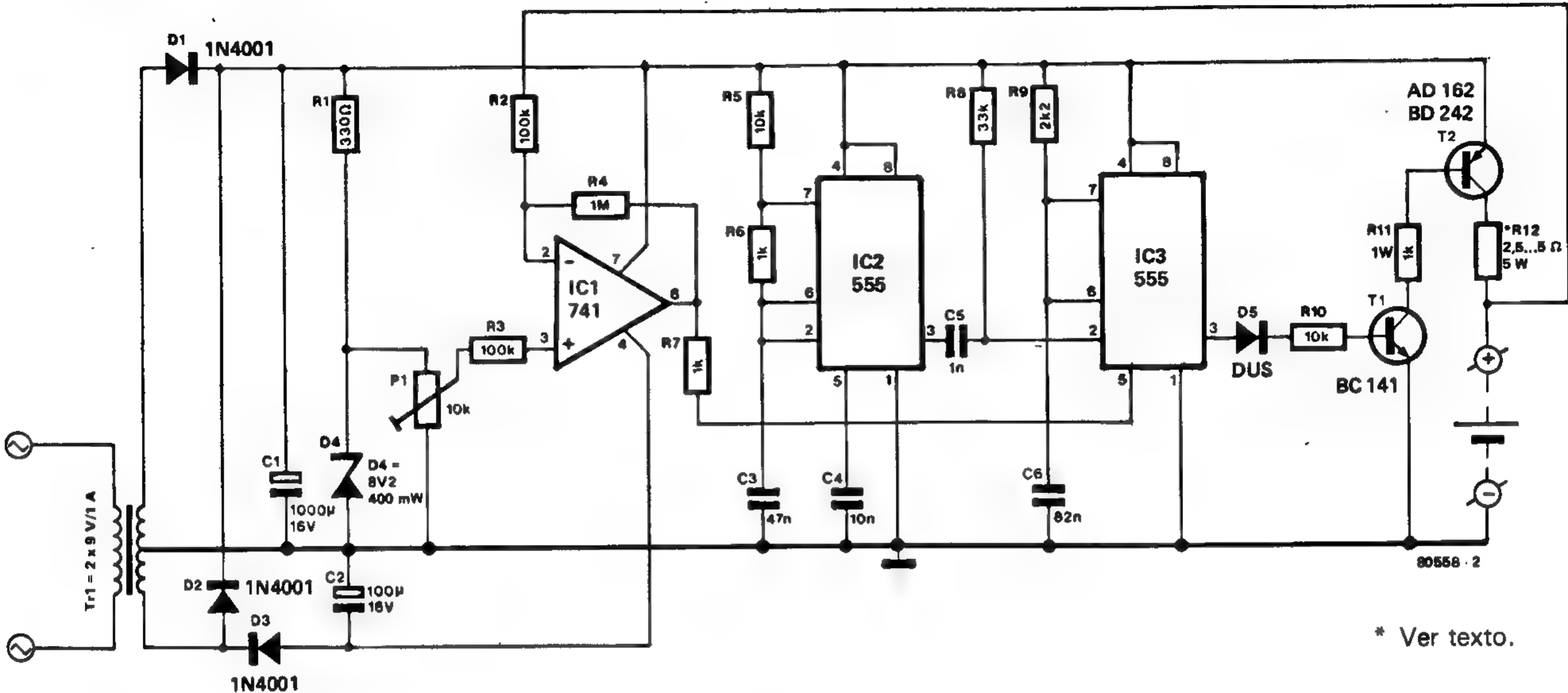
La forma más sencilla de calibrar el cargador, es utilizar una batería descargada (aproximadamente 2V por vaso) y una batería completamente cargada (2,4V por

vaso). En primer lugar se conectará al cargador la batería descargada y se ajustará P1 hasta obtener la tensión máxima en la patilla 3 de IC1. Seguidamente, elegiremos el valor de la resistencia R12 de modo que por la batería circule la corriente de carga correcta (para una batería de 6V/3,5A la corriente será de 400mA; para las demás baterías en general, la corriente de carga será la décima parte de su capacidad total). El valor de esta resistencia está comprendido entre 2,5 y 5 Ohmios. Finalmente, conectaremos al cargador la batería (completamente) cargada y ajustaremos la corriente de

carga a la décima parte del valor obtenido anteriormente (con la batería descargada). Si no se dispone de un amperímetro con la escala adecuada, se podrá calcular la corriente de carga midiendo la tensión en bornas de la resistencia R12 (ley de Ohmm). En el caso de disponer de un transformador con una sola toma de 9V/1A se sustituirá IC1 por un 3140 y se omitirán los componentes D2, D3 y C2. La patilla 4 del 3140 deberá conectarse a masa (0V) y el diodo D1 deberá ser remplazado por un puente rectificador de onda completa.

M. S. Dhingra.

2



67 CAF para sintonizador a Varicap

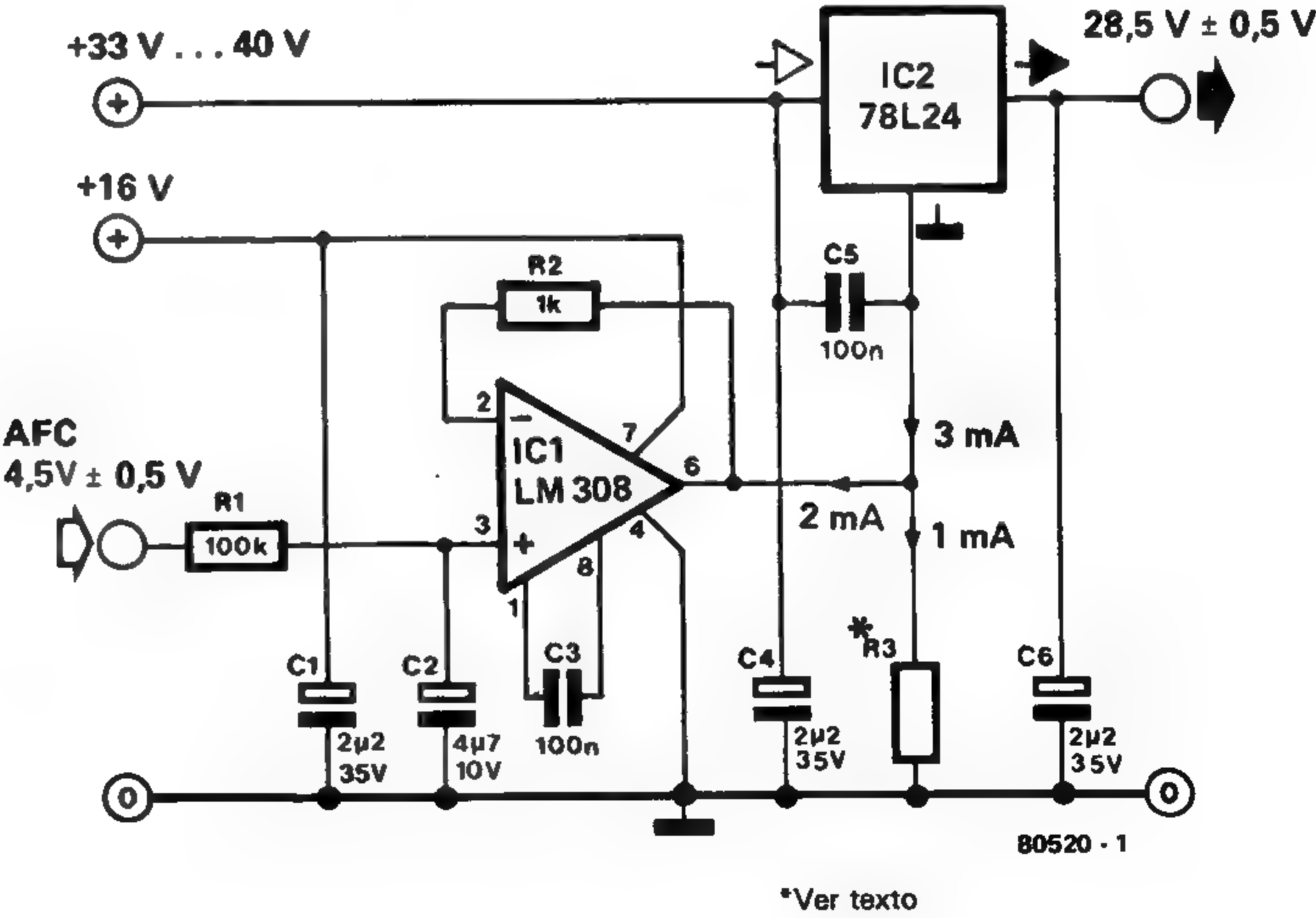
Este circuito controla automáticamente la tensión aplicada a los diodos varicap de sintonía, a partir de la tensión de CAF (control automático de frecuencia). Para obtener este resultado se conectará la patilla de masa de un regulador de tensión integrado (fijo) a la salida de tensión del CAF. Esto, además de aumentar la tensión de salida del CAF, permite un perfecto control de la misma.

La tensión CAF procedente del demodulador, es amplificada por un operacional (IC1) que ataca a la entrada de masa del regulador integrado. Una parte de la corriente de reposo del regulador de tensión circula por la resistencia R3, que a su vez trabaja como impedancia de carga para el amplificador operacional. La mayoría de los demoduladores proporcionan una tensión de CAF de aproximadamente 4,5V ± 0,5V, y la corriente de reposo del regulador es de 3mA. Si se desea controlar la tensión de salida sobre una gama suficientemente amplia, sin poner en peligro la estabilidad del circuito, será necesario que el amplificador operacional consuma 2/3 de la corriente de reposo. Con estos datos calcularemos el valor de R3 de la siguiente forma:

$$R3 = \frac{4,5 \text{ (V)}}{1 \text{ (mA)}} = 4.500 \text{ Ohmios}$$

Por lo tanto, un valor estandar aproximado

será 4,7K. Para evitar oscilaciones indeseables, se ha incluido el condensador C3 en el amplificador operacional, y se ha desacoplado el regulador de tensión mediante C5. Se ha escogido como separador (IC1) un LM308 debido a su débil corriente de entrada (solamente 3nA) y a la reducida tensión de deriva. La corriente consumida por el circuito es aproximadamente de 300 microamperios. La tensión del CAF se aplica a la entrada de IC1 mediante un filtro



paso-bajo (R1 y C2) que suprime eficazmente todo tipo de interferencias, y además garantiza una tensión de CAF de gran estabilidad. Para eliminar el CAF basta con ajustar la tensión de entrada del circuito al valor medio de la tensión de CAF.

S. Hering.

68

preamplificador estéreo
para cápsulas dinámicas

Hace algún tiempo que el departamento técnico de ELEKTOR viene esbozando algunos diseños de amplificadores estéreo para cápsulas dinámicas. Los primeros prototipos utilizaban el conocido amplificador operacional de bajo ruido, 739. Sin embargo, el catálogo de amplificadores operacionales, ha crecido espectacularmente en los últimos tiempos, de forma que resulta relativamente sencillo elegir un buen modelo. Algunos de ellos, presentan unas características tan extraordinarias que a su lado el 739 parece una reliquia prehistórica, con tan sólo siete años de vida. El integrado elegido para nuestro montaje es el LM387 de National. Se trata de un integrado de fácil localización, encapsulado en un formato «dual in line» de 8 patillas, que pertenece a la familia de operacionales de bajo ruido. El diagrama del circuito muestra la simplificación del mismo al emplear un integrado de este tipo en la realización de un preamplificador para cápsulas dinámicas.

La impedancia de entrada es de valor estándar (47k) y viene determinada casi exclusivamente por la resistencia R1. Esta resistencia (que deberá ser de película metálica) se variará de acuerdo con la impedancia característica de cada cápsula. Con el fin de conseguir una reproducción correcta, R1 deberá estar comprendida entre 22k y 100k. Igualmente habrá de tenerse en cuenta el acoplo capacitivo de cada cápsula. para ello se ha dado a C5 un valor de 100pF, que será adecuado para la mayoría de las cápsulas; sin embargo, como en el caso de la resistencia R1, será necesario aumentar este valor para algunos modelos (Ortofon, por ejemplo). Para obtener la constante de tiempo indicada en las normas oficiales RIAA, se han conectado algunos condensadores en serie y paralelo en el bucle de realimentación

(C3/C4 y C6/C7) para la compensación en frecuencia. Si se utilizan componentes de gran tolerancia, se apreciarán variaciones respecto a la curva ideal RIAA de 1 dB. La ganancia del circuito es de 100 (40 dB). La tensión de salida será suficiente para la mayoría de los preamplificadores que incorporan los amplificadores comerciales. Para asegurar el buen funcionamiento del circuito, deberemos conectar su salida a un preamplificador con una impedancia de entrada de 100k como mínimo. Si la impedancia fuera inferior a 100k, lo cual no es tan extraño, se deberá aumentar el valor de C9 para evitar pérdidas en las bajas frecuencias. La relación máxima de señal/ruido dependerá de la calidad de los componentes utilizados, pero para una entrada de 10mV,

se obtendrá una relación S/R mejor que 80dB. Si duplicamos el circuito de la figura (excepto los componentes C8, C10 y C7) obtendremos un preamplificador estéreo para cápsula dinámica. Debido al reducido tamaño del circuito integrado, y a los pocos componentes utilizados, se ha podido diseñar una placa de circuito impreso reducida y compacta, que podrá ser incluida sin dificultades en el interior del amplificador existente.

Lista de componentes

(se adquirirán dos unidades de cada componente, excepto para IC1, R7, C8 y 10)

Resistencias:

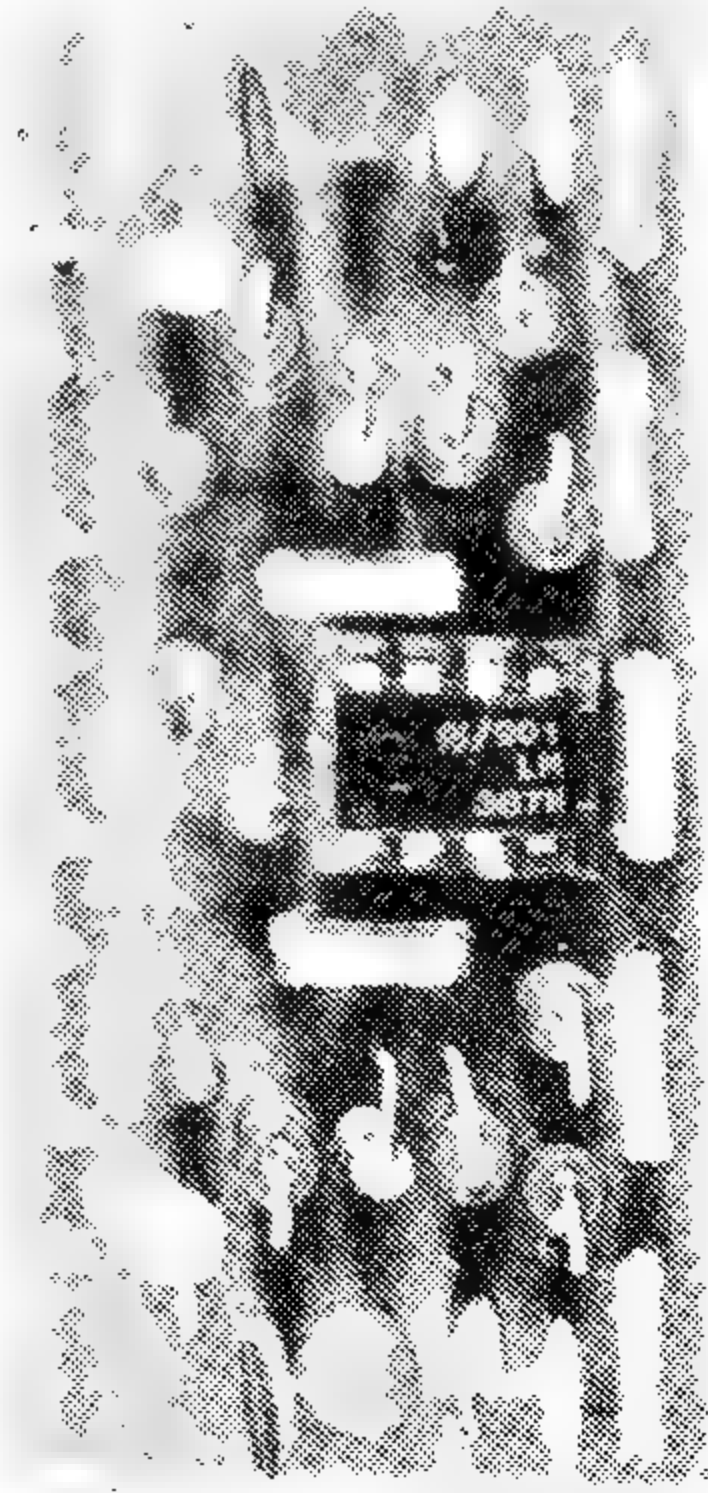
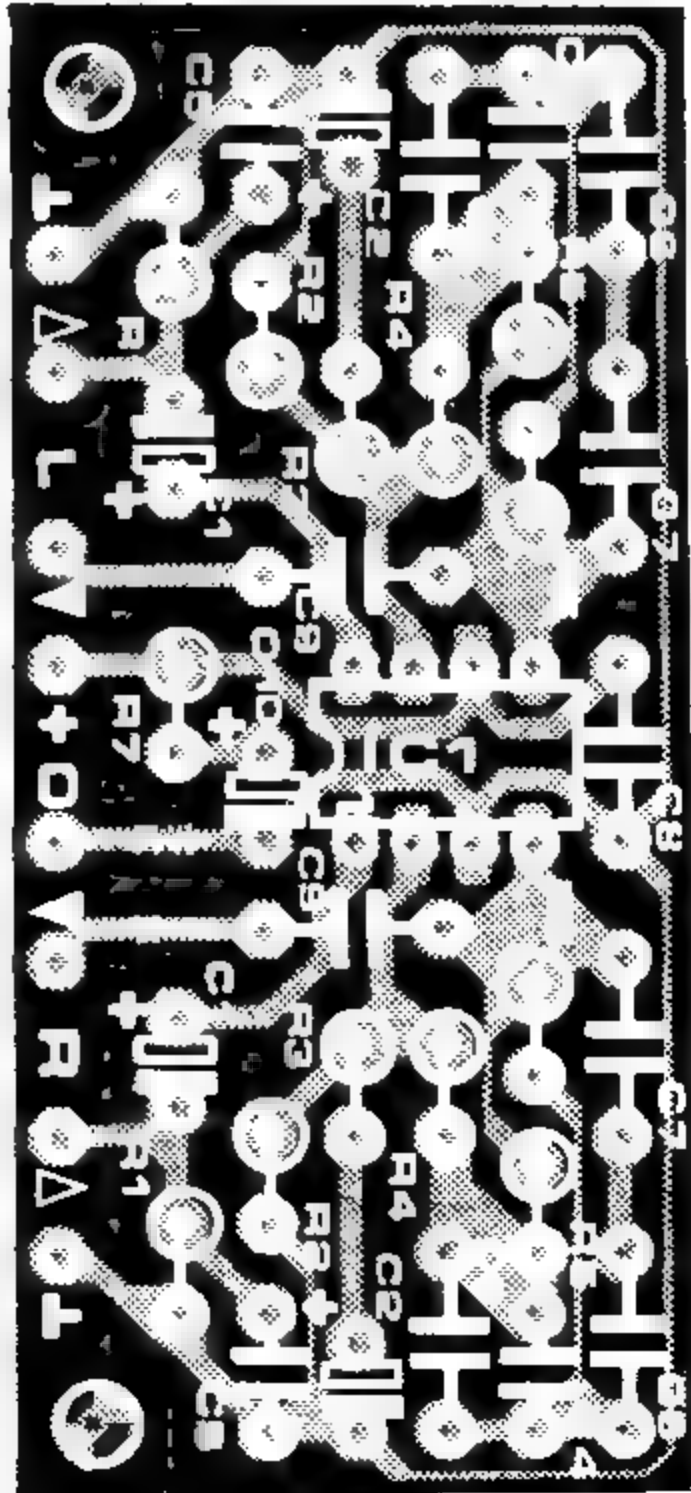
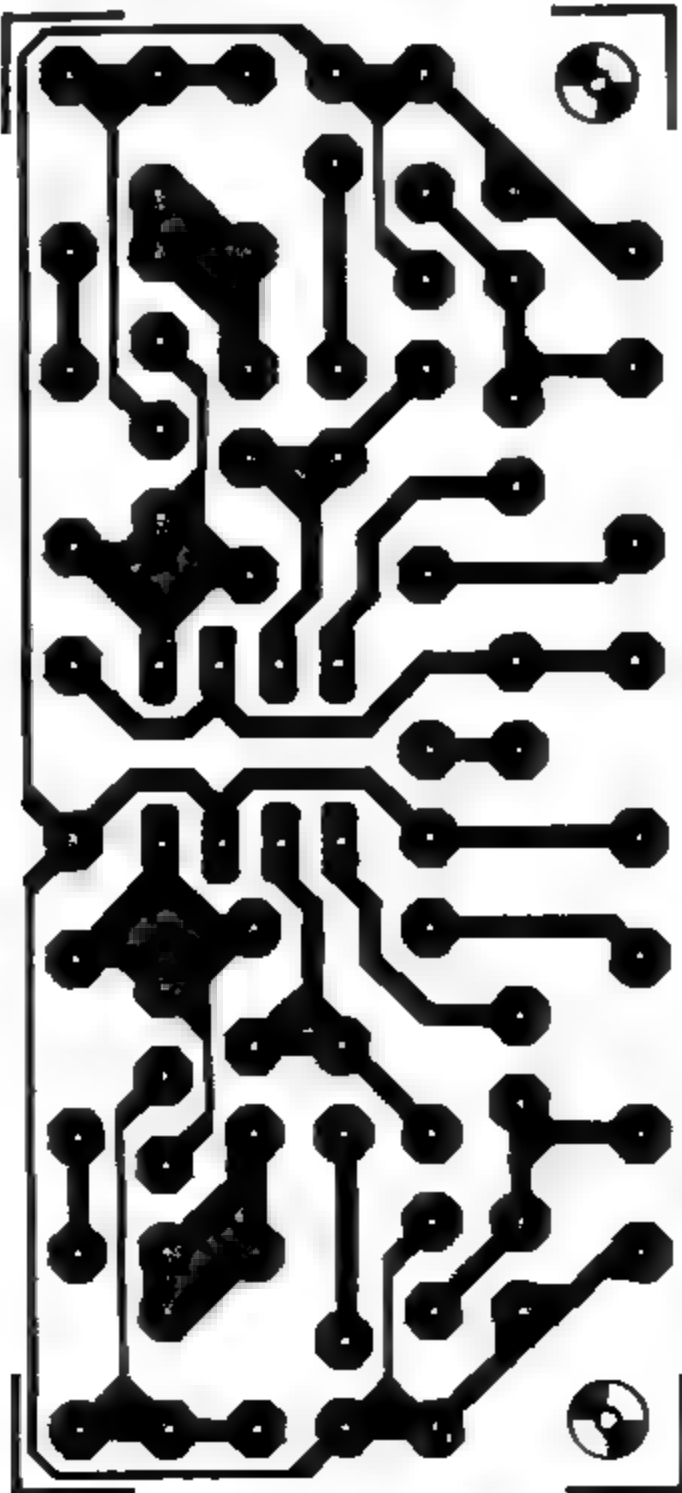
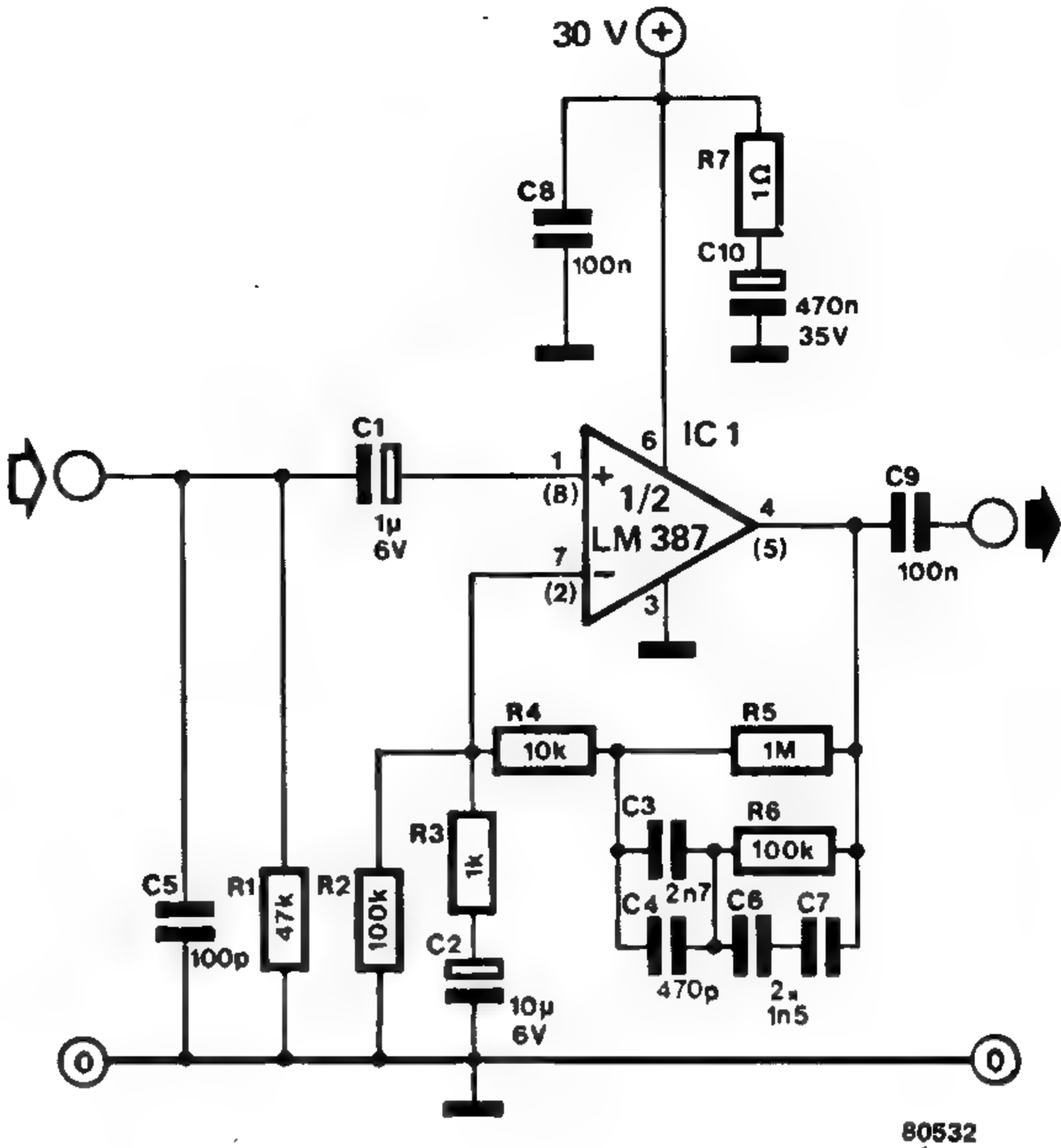
- R1 = 47 k película metálica
- R2,R6 = 100 k
- R3 = 1 k
- R4 = 10 k
- R5 = 1 M
- R7 = 1 Ω

Condensadores

- C1 = 1 μ/6 V tantaló
- C2 = 10 μ/6 V tantaló
- C3 = 2n7
- C4 = 470 p
- C5 = 100 p
- C6,C7 = 1n5
- C8,C9 = 100 n
- C10 = 0,47 μ/35 V tantaló

Semiconductores:

- IC1 = LM387



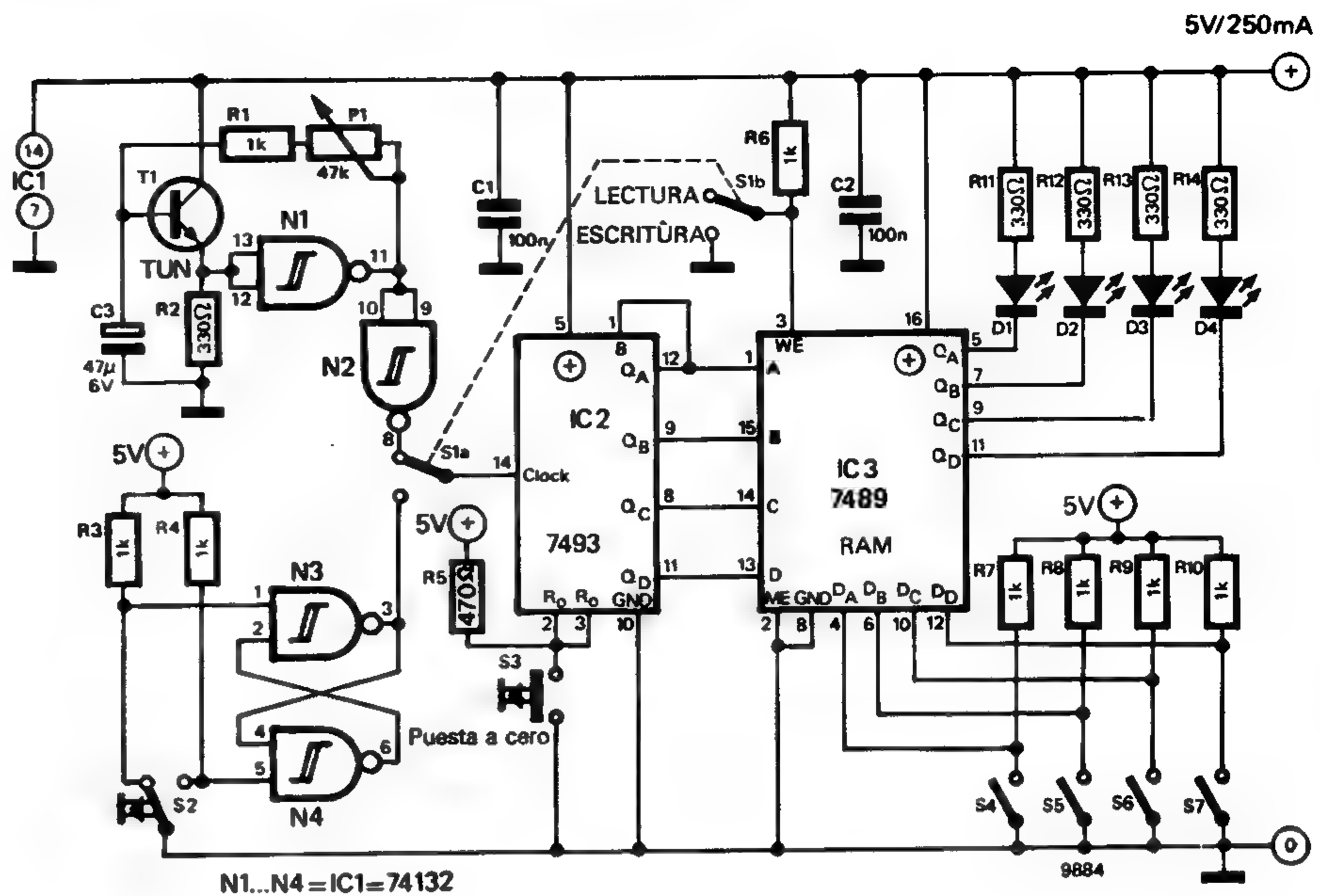
69

diviértase con
una memoria RAM

El circuito que se publica en este artículo no tiene otro objeto que el de divulgar, ilustrar y enseñar las aplicaciones de las conocidas memoris RAM.

Las memorias de acceso aleatorio (RAMs) se emplean normalmente en microprocesadores para almacenar datos fácilmente. Las memorias RAM estáticas, como la utilizada en este artículo, aprovechan la capacidad de almacenamiento de información (0 ó 1) de los multivibradores biestables, como pueden ser los flip-flop. Como la mayoría de los lectores sabrán, las memorias RAM estáticas mantienen la información hasta que deliberadamente ésta sea cambiada o hasta que se le interrumpa la tensión de alimentación, en cuyo caso la información grabada se pierde irremisiblemente.

Básicamente este circuito no hace más que encender (o apagar) 4 LEDs en una secuencia predeterminada (programada) de 16 pasos, puesto que se trata de una RAM (IC3) de 16×4 bit. Las entradas BCD de direccionado (1, 13, 14 y 15) están conectadas a las salidas de un contador binario de 4 bits (IC2). La entrada de reloj para el citado contador binario se obtiene mediante el circuito oscilador formado por T1 y N1. A cada impulso de reloj el contador binario avanza un paso en la numeración BCD, con lo que la RAM se coloca en el siguiente emplazamiento de memoria (es decir valida sus entradas y salidas para dicho emplazamiento). La velocidad de avance viene determinada por la frecuencia del reloj, y se ajusta mediante el potenciómetro P1. El 7489 (la memoria RAM) posee salidas en colector abierto, de modo que puede excitar directamente diodos LEDs. Para programar la memoria bastará con poner S1 en la posición «escritura». El programa



para una posición concreta de memoria viene determinado por la posición de los interruptores S4...S7.

Un 1 binario corresponde a un interruptor (S4...S7) abierto, debido a la resistencia de polarización R7...R10.

Cuando se pulsa el botón S3, el contador binario se coloca en su posición inicial («puesta a cero» = 0000). Los interruptores S4...S7 se situarán en la posición deseada para el primer paso en la secuencia. Si pulsamos S2, haremos que el contador avance un paso, con lo cual la memoria RAM dará acceso al siguiente emplazamiento de memoria. De esta forma (colocando los interruptores S4...S7) podremos programar la siguiente dirección de memo-

ria. Es decir cada vez que se pulsa el botón S2 el contador avanza hasta la siguiente localización de memoria. Una vez finalizada la programación (es decir, los 16 pasos grabados con la secuencia deseada), se conmutará el interruptor S1 a la posición «lectura» y de este modo comenzará la ejecución del programa, que consiste en el encendido y apagado de los 4 LEDs según el orden y la programación previstas.

Como se dijo anteriormente, al desconectar la alimentación de la memoria RAM, automáticamente se borra el programa presente en dicha memoria.

M. de Bruin.

70

puerta lógica
variable

Aunque el circuito MC14530 (y sus equivalentes) no es muy popular, su utilidad está fuera de toda duda, si observamos la gran variedad de aplicaciones de su doble puerta universal de 5 entradas. Una de las principales aplicaciones de este circuito es la de «puerta lógica variable. Interconectando algunas de sus entradas, se obtiene una puerta lógica cuya tabla de verdad depende del nivel lógico presente en las entradas de control. Esta característica puede resultar de gran utilidad a los lectores que se están ejercitando en el manejo de los circuitos lógicos, o incluso a aquellos más experimentados que trabajan con microprocesadores. En la figura 1 se muestra el esquema sinóptico simplificado del MC14530. Como puede apreciarse, cada una de las «puertas universales» está conectada a una puerta «OR» exclusiva complementaria (EXNOR). La salida M de cada una de las puertas universales se determina (valga la expresión) «democráticamente», es decir

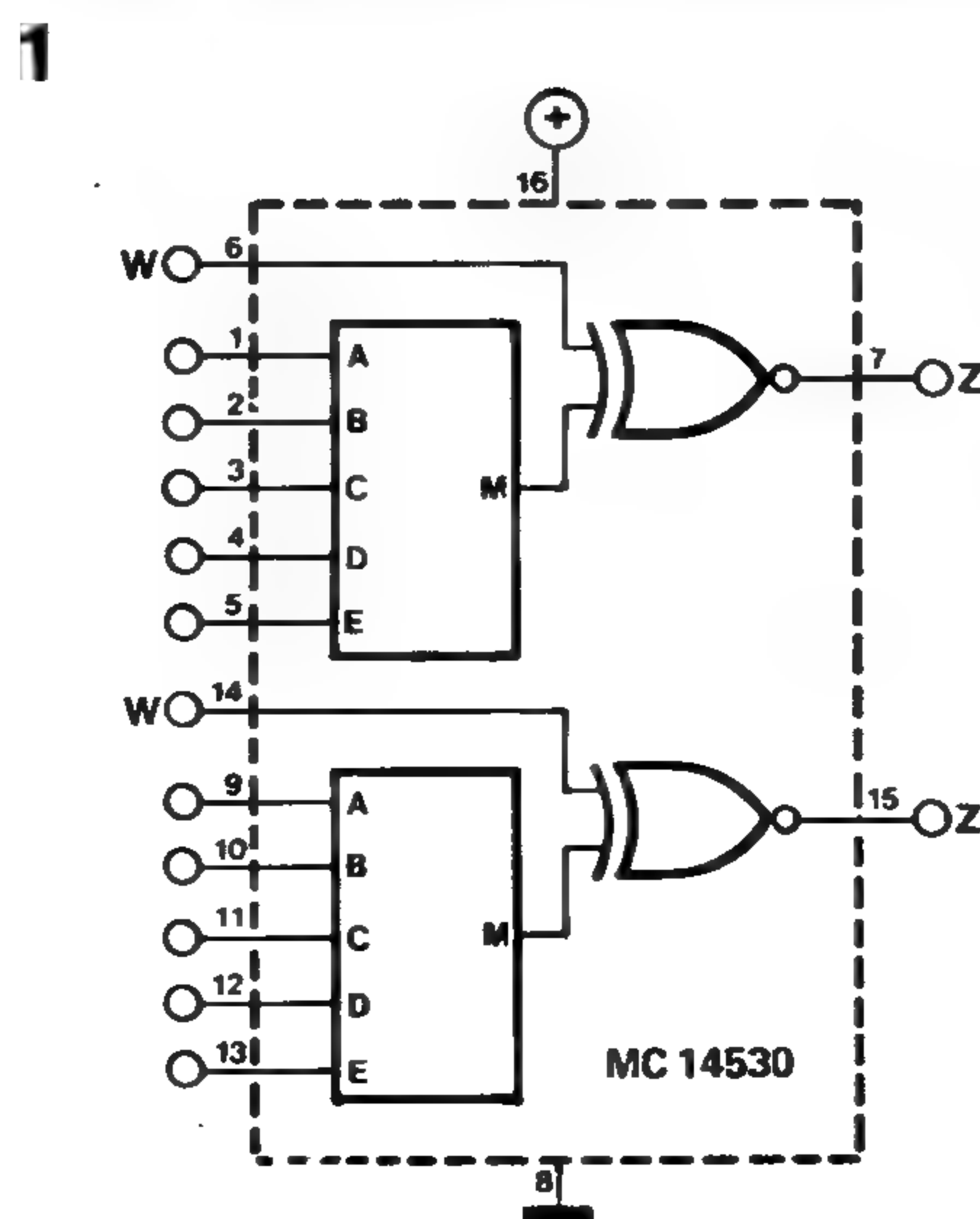


Tabla 1

W	M	Z	Comentarios
0	0	1	$Z = \bar{M}$
0	1	0	
1	0	0	$Z = M$
1	1	1	

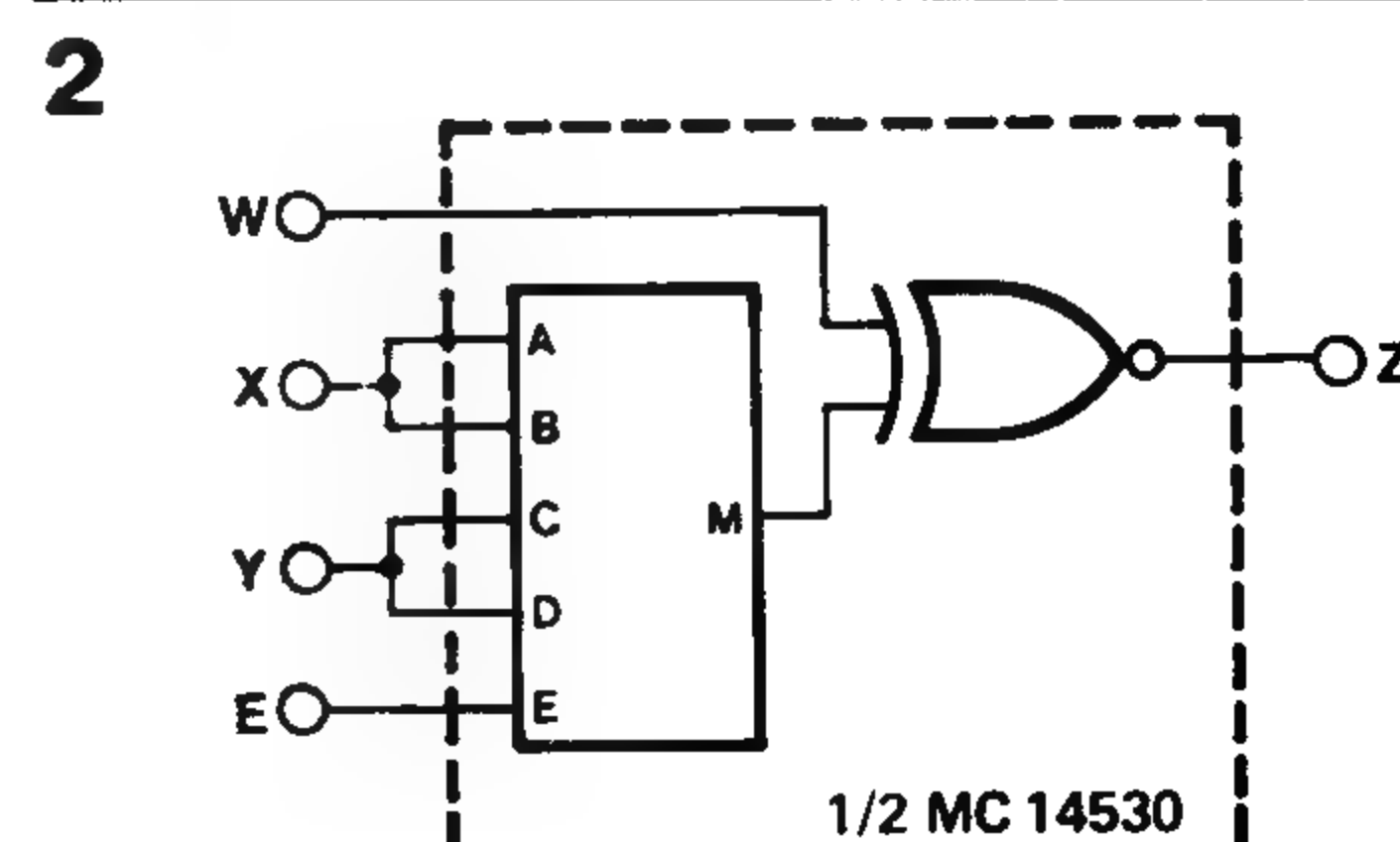


Tabla 2

Entradas de control		Entradas lógicas		Salida	Función
E	W	X	Y	Z	
0	0	0	0	1	NAND: $Z = \overline{X \cdot Y}$
		0	1	1	
		1	0	1	
		1	1	0	
0	1	0	0	0	AND: $Z = X \cdot Y$
		0	1	0	
		1	0	0	
		1	1	1	
1	0	0	0	1	NOR: $Z = \overline{X + Y}$
		0	1	0	
		1	0	0	
		1	1	0	
1	1	0	0	0	OR: $Z = X + Y$
		0	1	1	
		1	0	1	
		1	1	1	
x	0	$\underbrace{\hspace{1cm}}_V$		1	NOT: $Z = \bar{V}$
		0	1	0	
x	1	0	1	0	BUFFER: $Z = V$
		1	1	1	
x	0	0	0	1	EXNOR: $Z = \overline{V \oplus W}$
x	0	0	1	0	
x	1	0	0	0	
x	1	0	1	1	

toma el valor de la mayoría de sus entradas. Si 3 o más entradas (A...E) están a nivel alto, la salida pasará también a nivel alto. Si 3, o más entradas están a nivel bajo, la salida, simultáneamente pasará a nivel bajo. Este comportamiento se corresponde con la ecuación:

$$ACE + ADE + BCD + BCE + BDE + CDE$$

La puerta EXNOR sólo se emplea para invertir la salida. Como puede verse en la tabla de verdad (tabla 1), la salida Z es igual a N si la entrada W está a nivel alto, en otras palabras se produce una inversión ($Z = \bar{M}$).

Para formar una puerta lógica variable se deberán conectar las entradas A y B de la puerta universal, con lo que se obtiene una entrada única X (de igual forma se deberán conectar C y D para formar la entrada Y —figura 2—). La entrada restante (E) sirve como entrada de control.

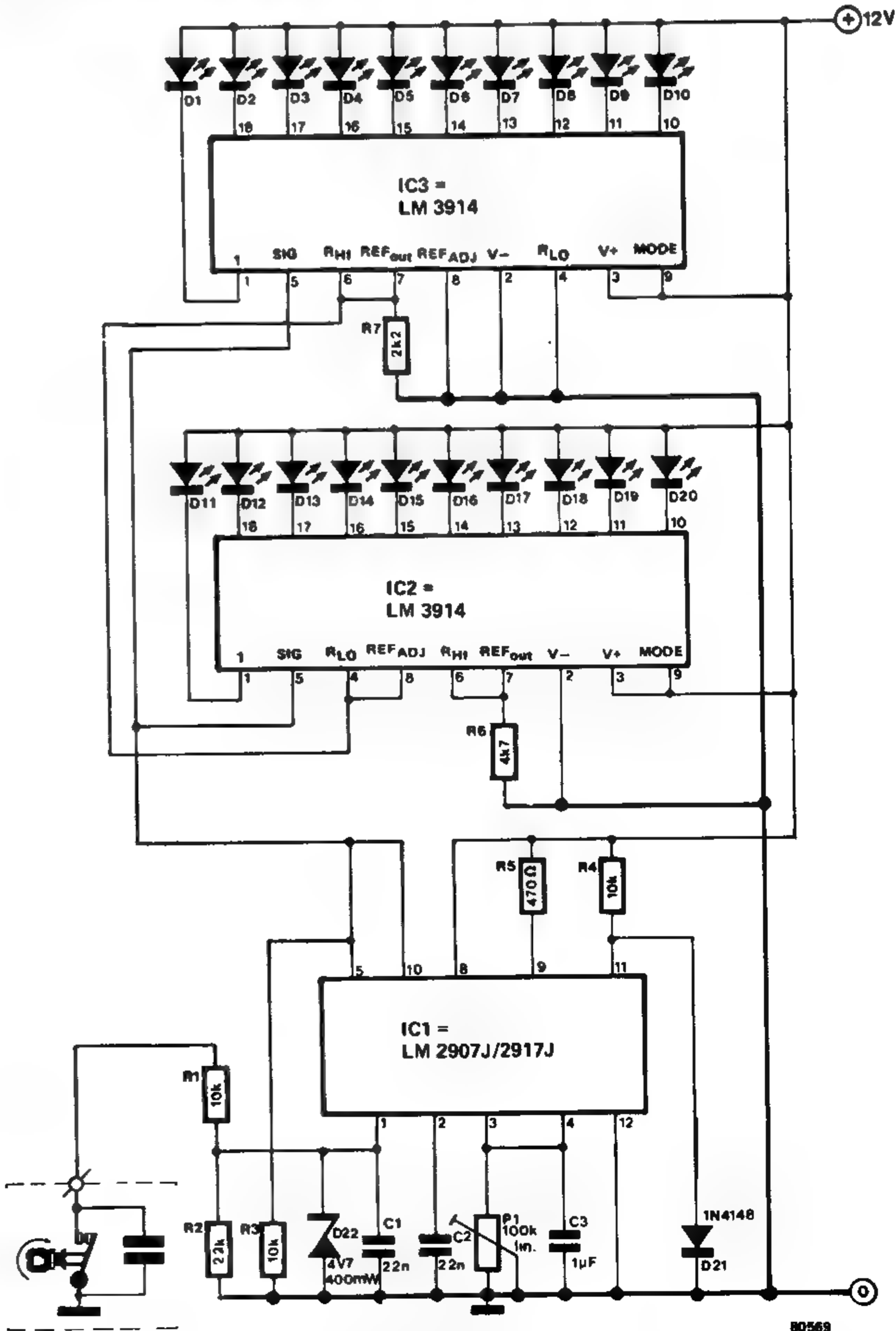
El funcionamiento del conjunto se refleja en la tabla 2. Como puede verse las cuatro funciones lógicas disponibles vienen determinadas por las entradas de control E y W. Aún más, si se conecta X con Y, la puerta trabaja como un simple inversor cuando en la entrada 2 aparece un «0» lógico, mientras que cuando se aplica un «1» sobre esta misma entrada la puerta trabaja como un simple buffer. En definitiva, X e Y están conectadas a la misma entrada V, W y V, formando las dos entradas de una puerta EXNOR (OR exclusiva complementaria).

71 | tacómetro de estado sólido

Con tan sólo algunos componentes resulta posible realizar un sofisticado tacómetro para coche, o para máquinas herramienta en las que se precise una indicación visual de la velocidad. El visualizador es una fila de LED colocada vertical u horizontalmente (o aun formando un arco de 270°). El número de LEDs encendidos (cuando el circuito está calibrado) indica la velocidad de rotación.

IC1 es un conversor de frecuencia en tensión. Si se va a utilizar el circuito como tacómetro para automóvil, se conectará la entrada (a través de R1) al terminal del ruptor que va a la bobina de alta tensión (normalmente marcado con las siglas «C B»). La salida de IC1 alimenta a las entradas de los integrados IC2 e IC3. Estos dos integrados están conectados en cascada, y cada uno de ellos controla 10LEDs. Tal y como indica el circuito, los 10 LEDs de IC3 deberán colocarse en primer lugar. Para conectar ambos integrados en cascada se deberán unir las patillas 6 de IC3 y 4 de IC2. Para encender todos los LEDs de IC3 será necesaria una tensión de aproximadamente 1,2 voltios; por encima de esta tensión comenzarán a encenderse los LEDs controlados por IC2.

La relación entre la frecuencia de entrada y el número de LEDs encendido se ajusta mediante el potenciómetro P1; obviamente esto dependerá del número máximo de revoluciones que se vayan a medir. Para un motor de 4 tiempos y 4 cilindros el número má-



ximo de RPM es de aproximadamente 6.000. Superar este régimen significa entrar en la zona peligrosa, en otras palabras, es tentar a la suerte. En este caso se regulará P1 hasta que se encienda el LED número 20 (6.000RPM).

Si se conecta un transformador con un secundario de 3...5V a la entrada del tacómetro, se obtendrá una indicación en el vi-

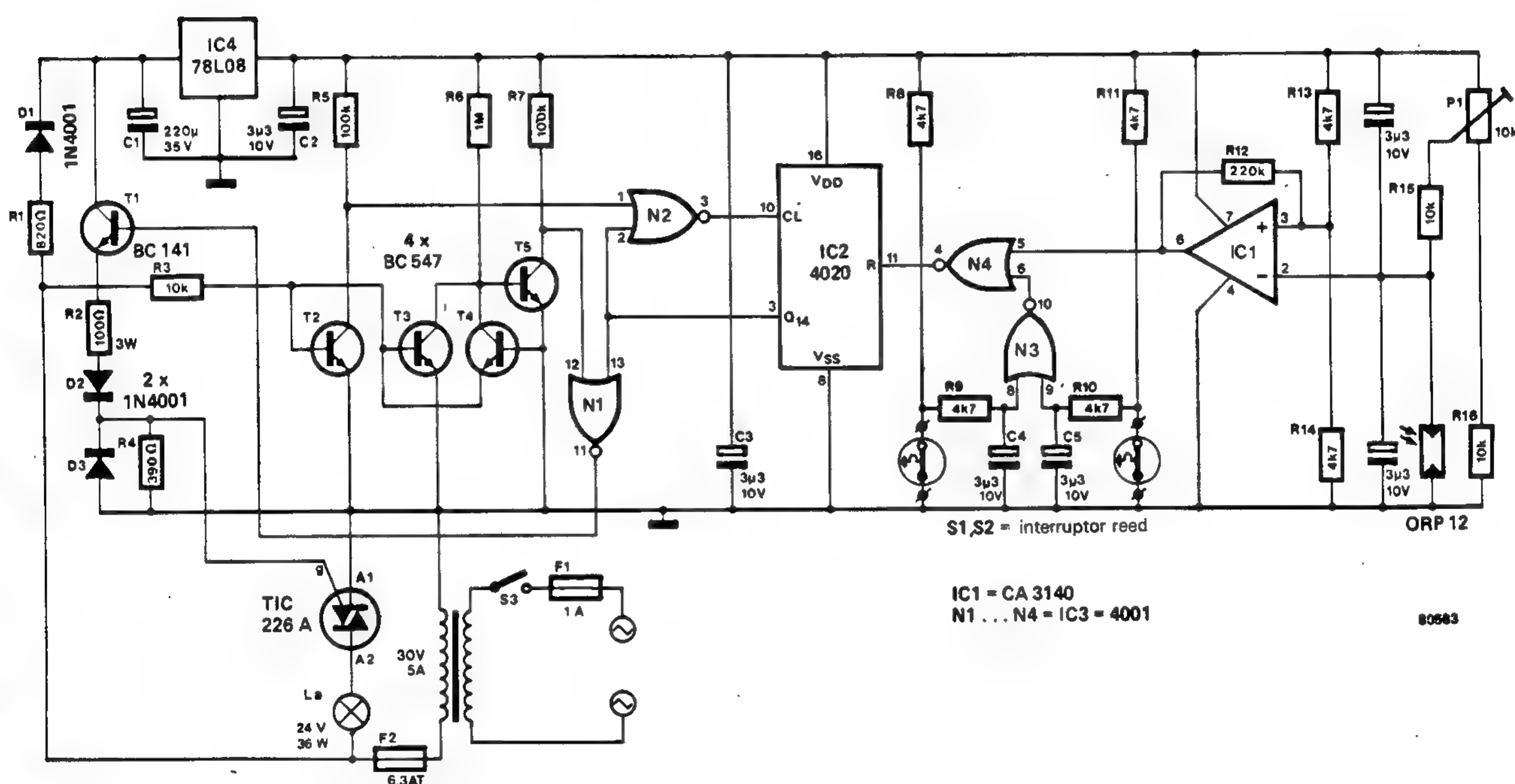
sualizador equivalente a 1.500RPM, es decir deberá encenderse hasta el LED D5 (incluido).

Si se desea utilizar el visualizador en la modalidad de «encendido uno a uno», sólo será necesario practicar una pequeña modificación, que consiste en conectar la patilla 9 de IC3 a la patilla 1 de IC2 (y no a +12V). Además se deberán conectar las patillas 9 y

11 (de IC2) mediante un puente de hilo, y sustituir el diodo D9 de IC3 por una resistencia de 22k.

El brillo de la fila de LEDs puede variarse mediante los potenciómetros R6 y R7. Puede ser útil utilizar LEDs de diferentes colores para así distinguir con mayor facilidad las diferentes zonas de la escala.

72 | encendido automático para las luces del jardín.



¡Dé una vuelta por el jardín a cualquier hora, incluso por la noche! Este circuito le iluminará el camino de ida al jardín automáticamente tantas veces como desee, y además, el circuito electrónico apenas consume energía. Las lámparas se encenderán mediante interruptores ILS reed colocados en la puerta de entrada y en la puerta del jardín. Utilizando lámparas de camión de 24V conseguiremos una instalación simple, segura y con suficiente luz.

El circuito se alimenta con el secundario de un transformador de 24...30V/5A. Si la instalación eléctrica del jardín precisara hilos demasiado largos, sería conveniente elegir una tensión más elevada, ya que la resistencia de los hilos puede provocar una caída importante.

La señal de 50Hz procedente del transformador se aplica a la base de T2, el cual la convierte en una señal cuadrada. A continuación esta señal llega a N2 y se transforma en la señal de reloj por el contador IC2, siempre y cuando la patilla Q14 esté a nivel bajo. Cuando esta salida pasa a nivel alto,

la señal de reloj queda bloqueada. Los transistores T3 y T5 forman un detector de paso por cero, que igualmente está controlado por la señal de 50Hz. Cada vez que la tensión del transformador pasa por cero el colector de T5 queda conectado a masa durante 100microsegundos. Este impulso llega a la base de T1 a través de la puerta N1. Como puede verse en la figura, este transistor controla el triac, que a su vez conmuta las bombillas a cada paso por cero de la corriente de red. Naturalmente las luces permanecerán encendidas siempre que Q4 esté a nivel bajo, es decir el camino del jardín quedará iluminado durante tres minutos aproximadamente, lo cual permitirá recorrer (a paso normal) tranquilamente la distancia entre la puerta de entrada y el jardín. El circuito comienza a funcionar cuando la entrada «reset» del contador se pone a nivel alto. Para que esto suceda es preciso que las dos entradas de N4 estén a nivel bajo. Una de las entradas de N4 está gobernada por un amplificador operacional cuya salida depende de la cantidad

de luz captada por el LDR (fotorresistencia). Esta parte del circuito posee una cierta histéresis, y siempre que haya suficiente luz diurna, la salida de IC1 quedará a nivel alto, con lo cual la entrada «reset» del contador quedará a nivel bajo. Cuando la luz ambiental disminuye, la salida de IC1 pasa a nivel bajo (el potenciómetro P1 permite ajustar el umbral de conmutación), activando una de las entradas de N4. La otra entrada de N4 pasa a nivel bajo cuando se abre o se cierra uno de los interruptores ILS (S1 o S2), es decir, cuando se abre o se cierra la puerta de entrada o del jardín. En estas condiciones (entradas de N4 a nivel bajo) el contador se activa y las luces se encienden.

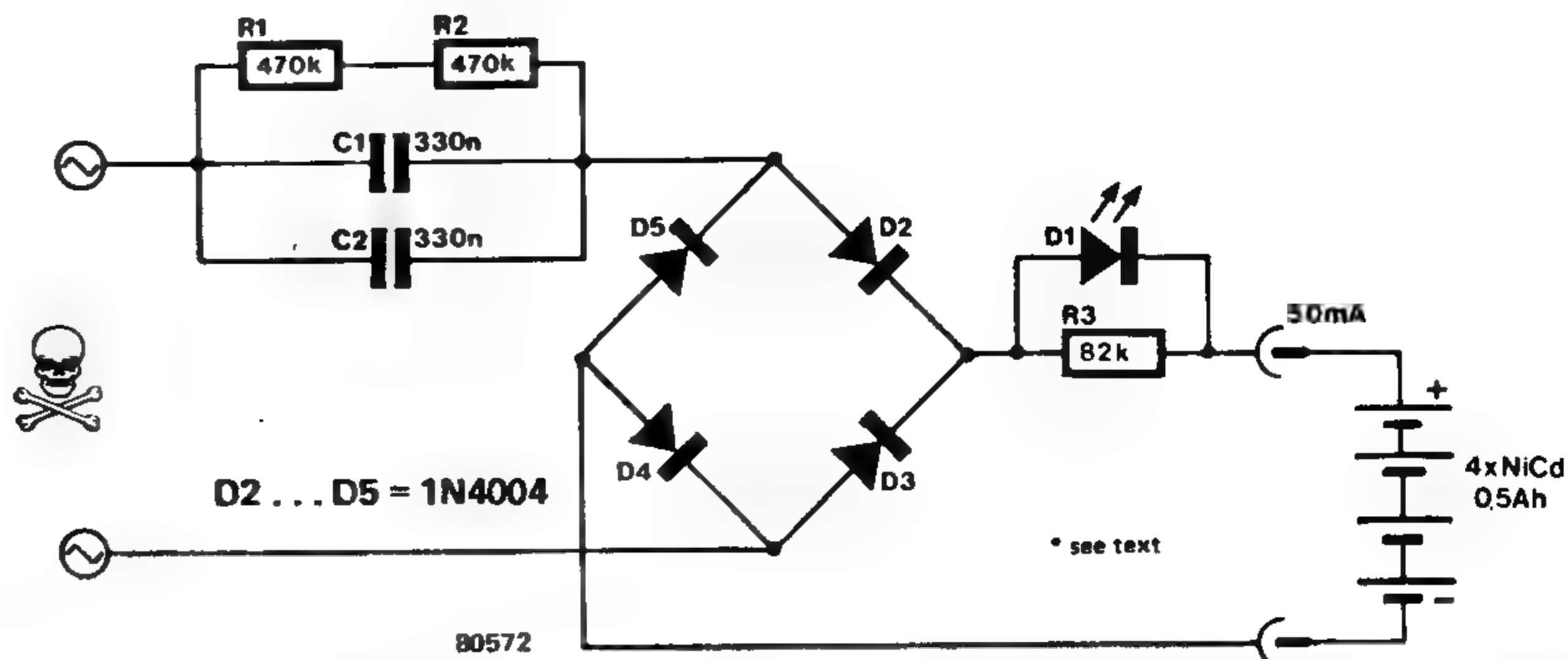
Para los interruptores ILS se podrá utilizar cable fino, sin embargo, para las bombillas será preciso emplear cable de 2,5mm. El circuito en reposo (lámparas apagadas) consume una corriente de aproximadamente 100...150microamperios, o sea despreciable.

73 | cargador para baterías de níquel cadmio

Ahora que el precio de los pequeños acumuladores de níquel cadmio está disminuyendo a un nivel relativamente bajo, vemos con desagrado cómo los cargadores para estos elementos mantienen aún un precio desproporcionado. Resultará casi imposible encontrar un método más económico para cargar 4 elementos de Ni-Cd, que el descrito en este artículo. Por otra parte la disipación del montaje es tan baja, que las baterías se cargan prácticamente a corriente constante.

En lugar del habitual transformador, el circuito de la figura 1 incluye dos condensadores (atenuador capacitivo), con el fin de obtener de la red la corriente necesaria (la décima parte de la capacidad de las baterías ó 50mA). La tensión que aparece en el extremo «frío» de los condensadores se rectifica mediante los diodos D2...D5. El LED tiene la misión de indicar cuándo el circuito se encuentra en periodo de carga. Las resistencias R1 y R2 se han incluido como medida de seguridad, ya que al desconectar el cargador de la red los condensadores C1 y C2 quedarían completamente cargados de no existir estas resistencias; es decir, su misión no es otra que descargar los condensadores cuando se desconecta el circuito.

Un aspecto muy importante de este circuito



es la seguridad, ya que los componentes están directamente conectados a la red, lo cual puede producir alguna descarga accidental (¡Cuando se toca donde no se debe!). Por este motivo, recomendamos a los lectores un gran cuidado a la hora de construir el circuito y la correspondiente caja.

El circuito completo podrá montarse en el interior de una caja como las empleadas para las cintas de cassette, de forma que resulte imposible tocar, o tener acceso a las partes del circuito que llevan alta tensión (220V). La sección que contiene los elementos de níquel cadmio estará provista de dos terminales, cuya misión es la de interrumpir

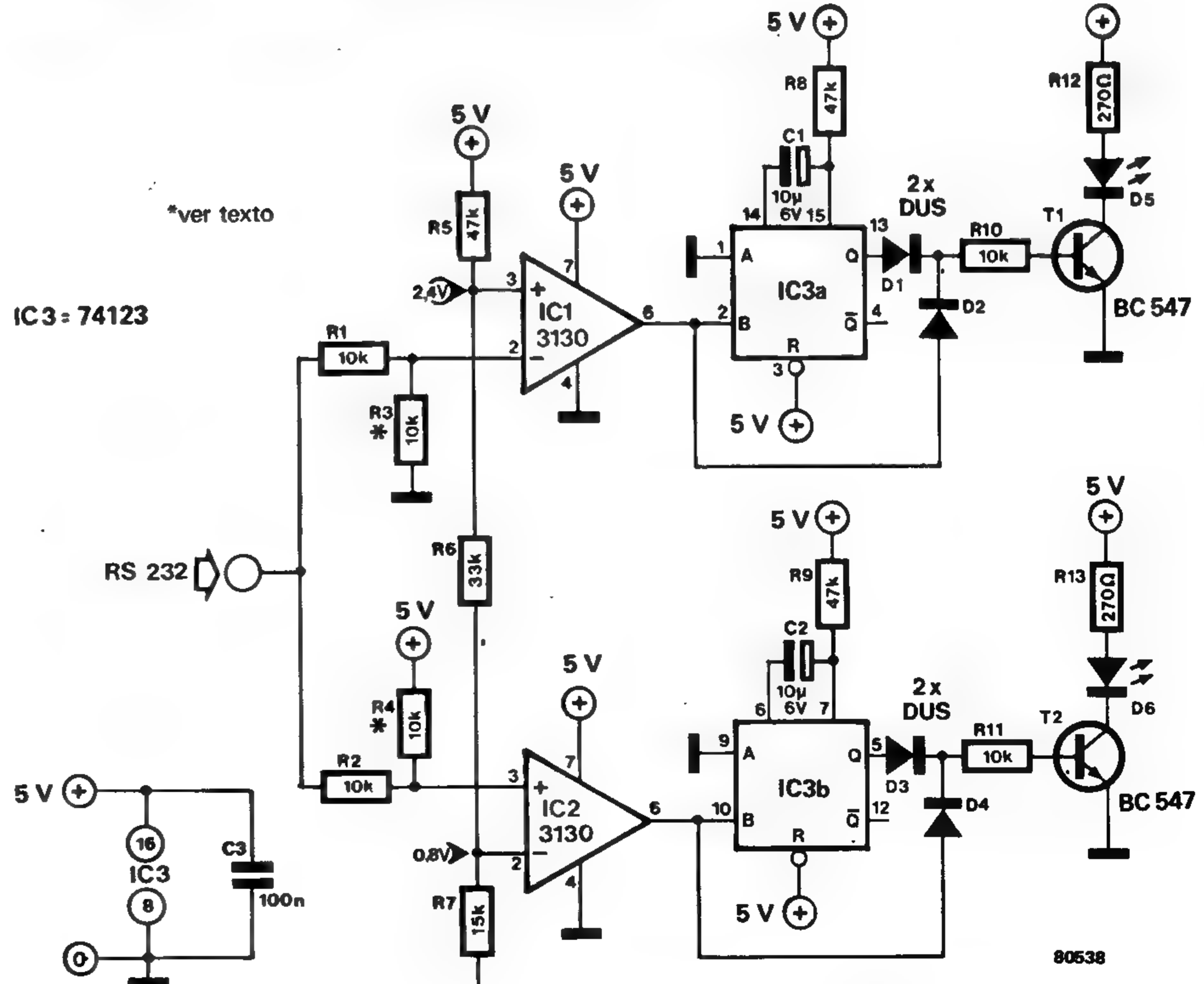
el contacto cuando la tapa de la caja esté abierta, o sea estos terminales harán contacto única y exclusivamente cuando la tapa de la caja esté completamente cerrada. Con esta medida se elimina todo peligro durante la recarga de los elementos de Ni-Cd. Si se quiere aumentar el valor de la corriente suministrada por el cargador se deberá aumentar el valor de los condensadores. Como nota final diremos que la tensión de trabajo para C1 y C2 deberá ser de 400V como mínimo. ¡No se pueden utilizar condensadores electrolíticos!

C. W. Brederode.

74 | indicador de línea para interface RS232

En el camo de la informática existen gran número de periféricos tal como los VDUs, TTYs, impresoras, etc., disponibles para el usuario y su computador personal. Cuando sobreviene alguna avería y el periférico deja de funcionar correctamente una de las primeras comprobaciones a realizar son los niveles de tensión presentes en la línea de interface RS232. Como habrán podido comprobar muchos usuarios, esto no es particularmente fácil cuando el único instrumento disponible es el multímetro. Colocar las puntas de prueba en los conectores, mientras se busca la literatura técnica adecuada, y simultáneamente se pulsan botones, puede ser verdaderamente frustrante, especialmente cuando por accidente se cortocircuita una de las líneas de alimentación. Parece deseable por tanto disponer de un aparato para comprobar si las señales están o no presentes en la línea, así como su nivel. El circuito que se describe en este artículo puede instalarse en la misma caja del microprocesador, para así disponer de una indicación constante sobre la línea RS232.

El circuito es de gran sencillez y se compone principalmente de dos comparadores y de dos «prolongadores» de impulso. Las resistencias de R5...R7 forman una cadena de divisores de tensión, que proporcionan a las entradas no inversoras de IC1 e IC2 las tensiones adecuadas (2,4V y 0,8V respectivamente). Las entradas de la línea RS232 se atenúan mediante las resistencias R1...R4,



pasando a continuación a las entradas inversoras de IC1 e IC2. Si se emplea el circuito con sistemas TTL, únicamente habrá que omitir las resistencias R3 y R4. La salida de IC1 pasará a nivel alto cuando la ten-

sión en su entrada sea superior a 2,4V. Similarmente, la salida de IC2 se hará alta cuando el nivel de entrada sea inferior a 0,8V.

Las salidas de estos comparadores atacan a

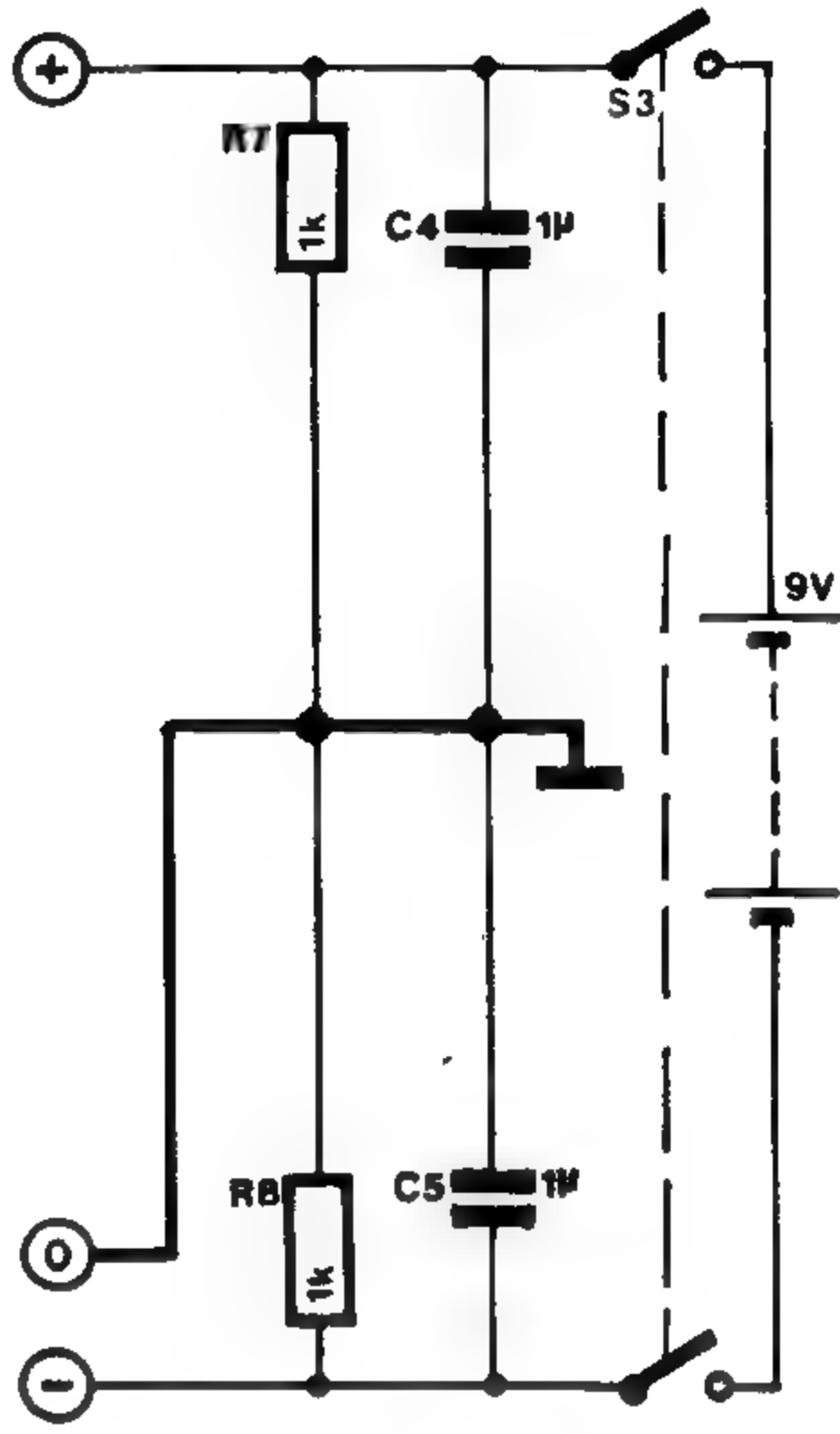
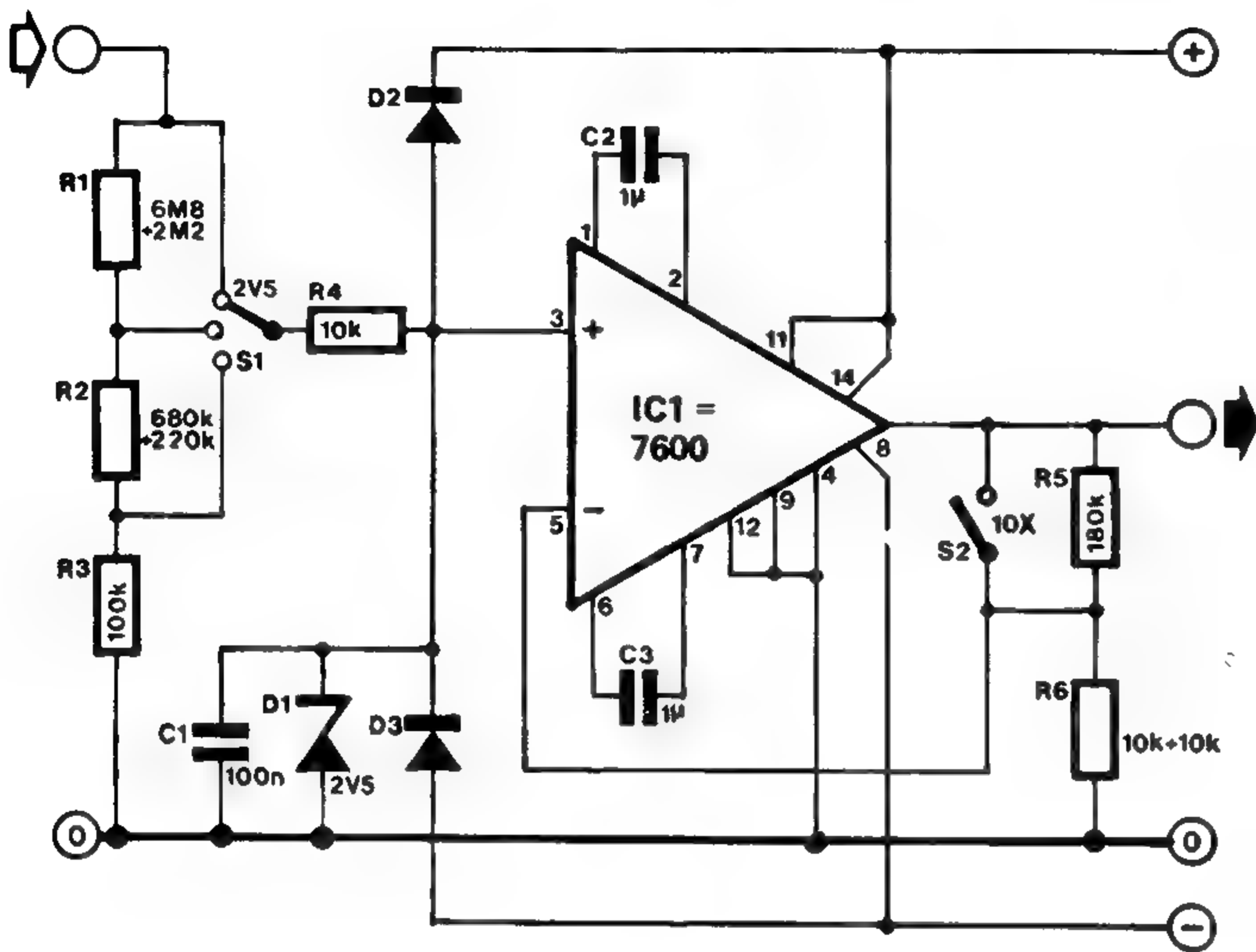
los multivibradores monoestables (IC3a, IC3b), que trabajan como «prolongadores» de impulsos. De esta forma se obtienen impulsos de duración fija, que conmutan los transistores T1 y T2, y encienden el LED correspondiente. Se han incluido en el circuito los prolongadores de impulso para permitir al ojo hu-

mano observar los impulsos de corta duración. La duración de los pulsos queda determinada por los valores de R8/C1 y R9/C2. Si la señal de entrada es relativamente larga, los diodos (D1/D2 y D3/D4), garantizan que el LED queda encendido durante el período característico del impulso. En el

diagrama del circuito, el LED superior (D5) indica la presencia de un pulso positivo mientras que el inferior (D6) indica la presencia de un pulso negativo. El condensador C3 se incluye para asegurar un correcto desacoplo en la tensión de alimentación de IC3.

75

sencillo
voltímetro analógico



80605

Hay multitud de ocasiones en las que un voltímetro analógico se muestra superior a los voltímetros digitales. En ciertas circunstancias, la variación de la aguja indicadora en la escala, revela más datos acerca del fenómeno que se está midiendo que la propia medida; lo cual es casi imposible de conseguir en un multímetro digital. El problema principal de los indicadores multifunción tal como el «AVO8» es que poseen una baja impedancia de entrada, lo cual representa una gran carga para el circuito a medir, y en no pocos casos esto hace que la medida obtenida sea errónea. Por tanto la solución más adecuada será buscar un semiconductor que pueda proporcionar al «AVO8» una muy alta impedancia de entrada y un rango de 25mV. En cualquier libro técnico podremos encontrar fácilmente la forma de conseguir esto mediante amplificadores operacionales, con una ganancia adecuada (determinada por un par de resistencias) así como una tercera resistencia para limitar la corriente en el medidor y prevenir daños en el caso de que se aplique una tensión superior a la de

la escala en cuestión. Todos los circuitos de este tipo incorporan un ajuste de cero para poder eliminar la tensión de deriva normal en la mayoría de los amplificadores operacionales. En este diseño hemos decidido emplear un nuevo amplificador operacional de Intersil; el CAZ (conmutador de auto cero), que elimina la mayoría de los problemas habituales en los circuitos clásicos. En realidad cada circuito CAZ se compone de dos amplificadores dispuestos de modo que, mientras uno procesa la señal el otro mantiene el nivel de referencia (ó de 0V) constante. El resultado de esto es una mínima variación de la tensión de OFF-SET (derivas), de 0,2 microvoltios por año, con una corriente de polarización de tan sólo 300 pA. El circuito definitivo, tal y como se muestra en la figura proporciona 4 escalas: 250mV, 2,5V y 250V. Los diodos D1, D2 y D3 tienen la misión de proteger el amplificador CAZ, así como prevenir sobrecargas en el medidor. El circuito funciona con una tensión de alimentación comprendida entre 5 y 9V. Obviamente, es preciso buscar un

compromiso razonable entre la impedancia de entrada y la posibilidad de captar el mínimo ruido parásito. Por ejemplo, con el amplificador CAZ empleado en este circuito podría conseguirse una gama de 1mV a fondo de escala con una impedancia de entrada de 100M Ω . Un aparato de este tipo podría verse afectado por las diferencias entre las longitudes de los cables de medida. De modo que por razones prácticas la impedancia de entrada ha sido reducida a 10M Ω con una desviación de 250mV a fondo de escala, lo cual es más que suficiente para la mayoría de las aplicaciones. Las mejores prestaciones de este circuito sólo se obtendrán si los componentes utilizados son de la mejor calidad. Aunque el montaje es compacto y resistente a las sobrecargas será preciso evitar tensiones que estén muy por encima de la escala utilizada.

Nota de estudio técnico de «Rapid Recall LTD» (Gran Bretaña).

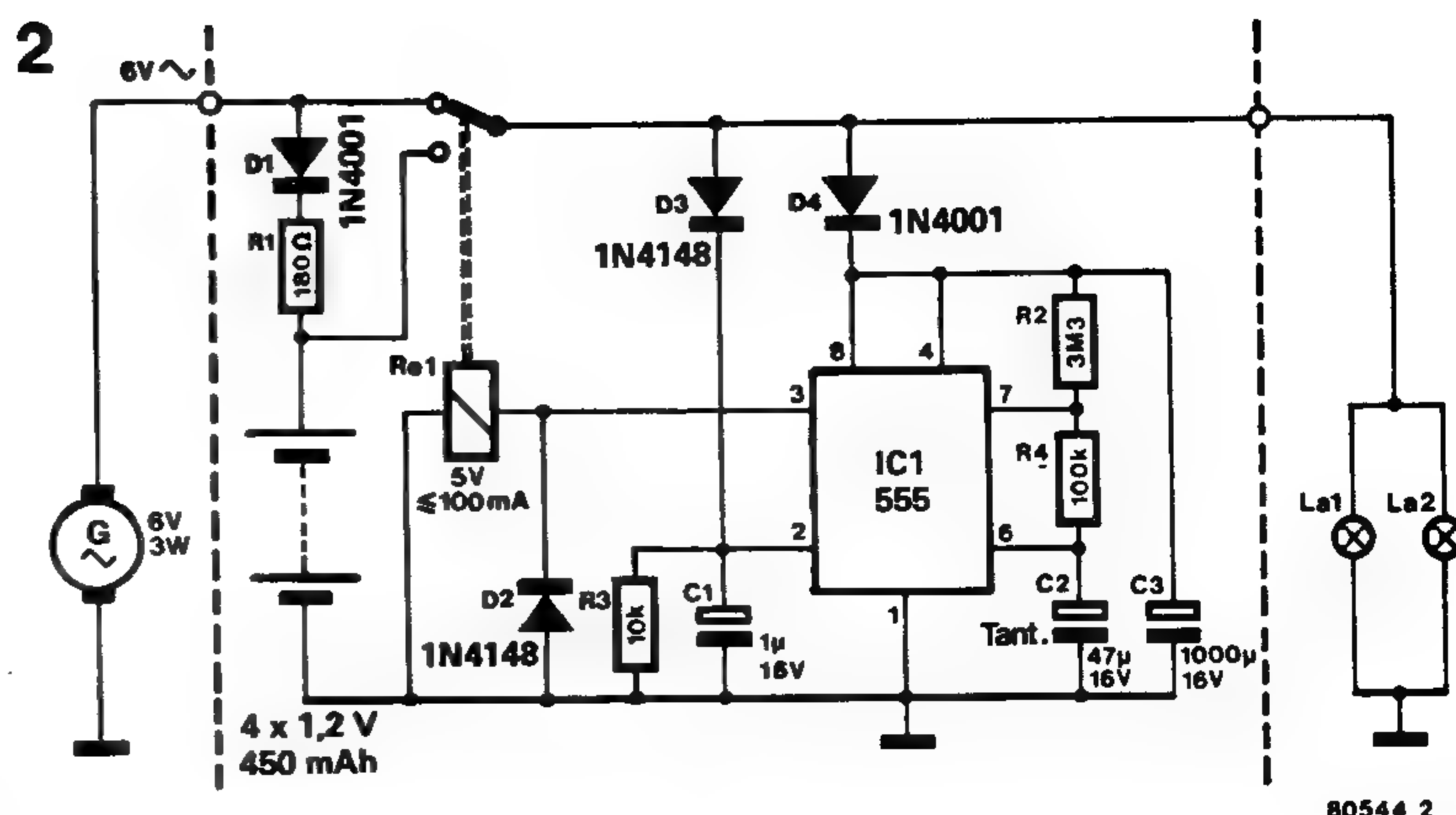
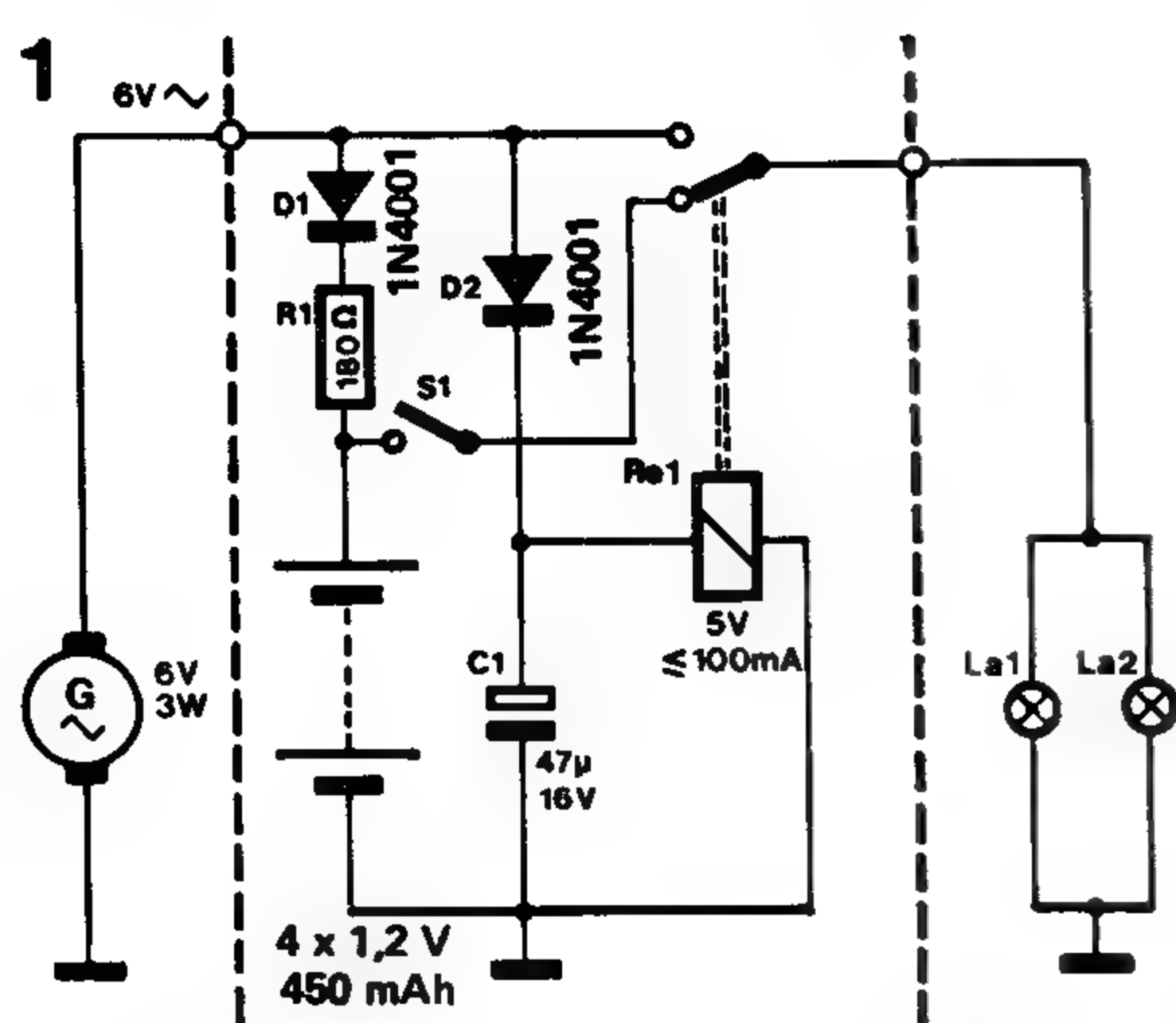
76

señalización automática
para ciclistas

Este simple circuito (figura 1), supondrá un importante aumento en la seguridad de aquellos ciclistas que deban circular de noche. La misión del circuito es sencilla pero importante: mantener las luces de posición encendidas cuando el ciclista se detiene (por ejemplo en un semáforo). La energía

suplementaria para este fin es proporcionada por un grupo de baterías adicionales. Durante una travesía normal, las luces permanecen encendidas (alimentadas por la dinamo de la bicicleta), y la batería, compuesta por 4 acumuladores de níquel cadmio, recibe la tensión de carga a través de el

diodo D1 y la resistencia R1, con lo cual el relé Rel queda excitado. Cuando el ciclista se detiene, el relé cambia de estado y conecta el sistema de iluminación a los acumuladores. Este circuito sólo tienen un pequeño defecto, es preciso apagar las luces al final de cada viaje si no queremos descargar



completamente las baterías. Sin embargo, esto tiene un fácil remedio; empleemos un poco más de electrónica. En la figura 2 se muestra la versión mejorada de este circuito. Ahora, ya no representará un problema el olvidarse de apagar las luces al final de cada trayecto, ya que este circuito lo hace automáticamente al cabo de tres minutos. Lógicamente el nuevo montaje requiere algo más de trabajo que el modelo estandar.

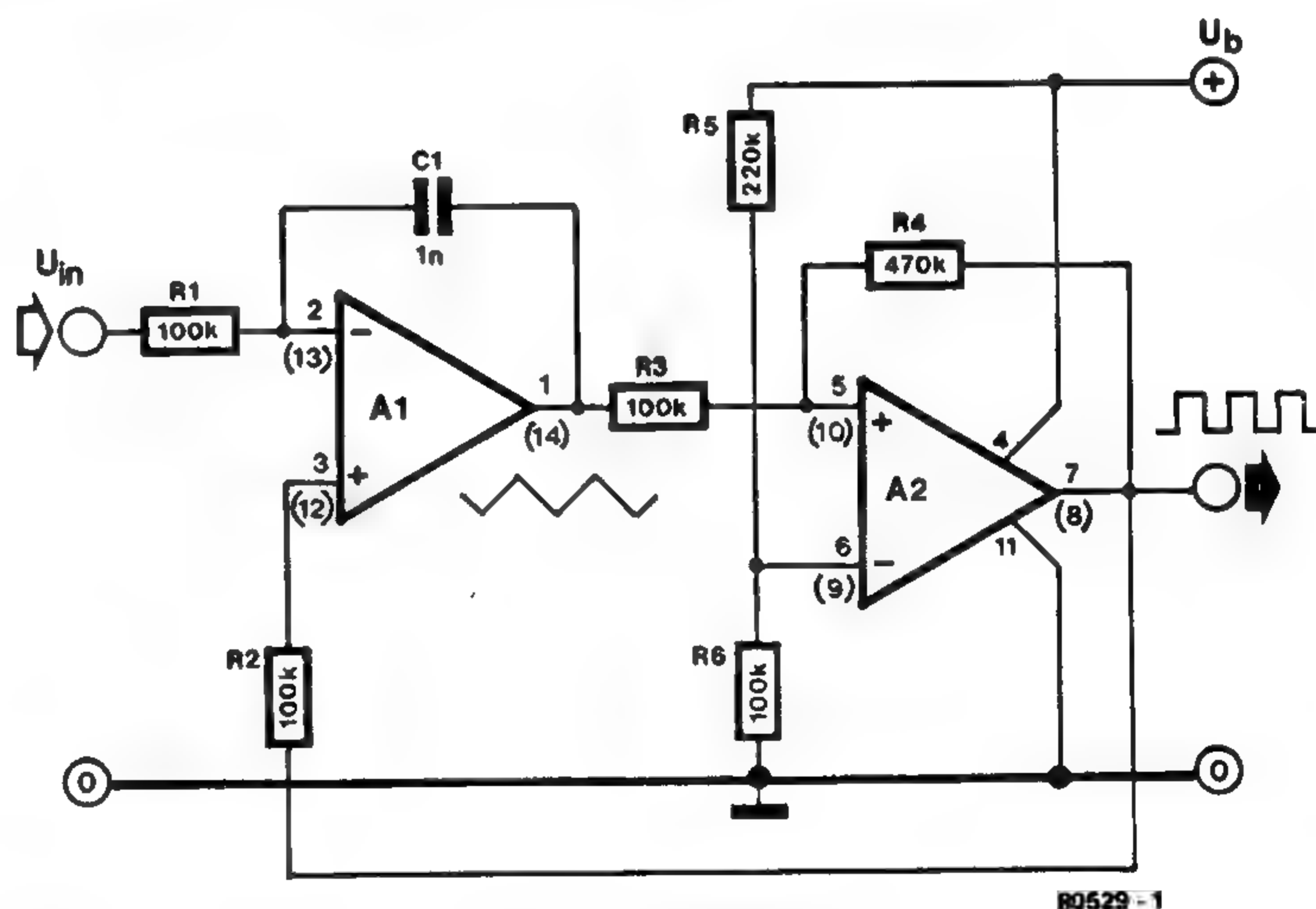
Al igual que en el caso anterior, las luces y las baterías reciben su energía de la dinamo cuando el ciclista está en movimiento. Cuando éste se detiene, la dinamo deja de girar y por tanto de producir energía, con lo cual la entrada del trigger IC1 (patilla 2) recibe un impulso negativo y el relé se activa. En este caso las luces de la bicicleta reciben la tensión de alimentación de las baterías (a través de los contactos del relé), hasta que la tensión en la patilla 6 alcanza el

nivel de referencia interno. Cuando esto ocurre, el relé nuevamente se excita, desconectando las baterías del circuito de alimentación. El tiempo que permanecen las luces encendidas cuando el ciclista está parado viene determinado por R2 y C2. Para los valores dados en el circuito este periodo de tiempo es de aproximadamente 3 minutos (bastante más de lo que dura un semáforo, aunque pueda parecer lo contrario).

77 | oscilador de ciclo de trabajo variable

En algunos casos surge la necesidad de variar la tensión media de una onda cuadrada mediante una tensión de control; y esto es precisamente lo que hace este circuito. Nuestro montaje se basa en el hecho de que la tensión media de una onda cuadrada es proporcional a su ciclo de trabajo. El circuito está compuesto por un simple integrador (A1) y un trigger Schmitt (A2) que juntos forman un oscilador de onda cuadrada. Cuando la salida del trigger Schmitt se hace baja, la salida de A1 disminuirá gradualmente hasta alcanzar el umbral inferior de A2. La salida de A2 pasará a nivel alto (aproximadamente la tensión de alimentación), haciendo que la salida del integrador aumente hasta el umbral superior, con lo cual la salida del trigger Schmitt se hace baja nuevamente.

Si variamos la tensión en la entrada inversora de A1, modificaremos la característica del integrador. Como el umbral del disparador A2 es fijo, el resultado es una variación del ciclo de trabajo de la onda cuadrada generada. La tensión media de esta señal será siempre igual a la tensión de entrada.



A1, A2 = IC1 = 1/2 LM 324

La frecuencia de salida es constante aunque para un ciclo de trabajo de 0,5 se observan ligeras variaciones. De esta forma el ciclo de trabajo puede variarse entre el 0 por 100 y el 100 por 100. La tensión de control debe estar comprendida entre U_b y $U_b - 1,5V$.

Cuando se utiliza un LM324 la tensión de alimentación (U_b) podrá elegirse entre 3V y 30V. Téngase en cuenta que en otros tipos de amplificadores operacionales esta gama de tensiones puede quedar considerablemente reducida.

78 | comprobador lógico universal

Este comprobador lógico puede utilizarse con circuitos TTL tanto como con circuitos CMOS, así como con cualquier otra familia lógica que presente características similares. Además de las indicaciones habituales de los estados lógicos 0 y 1, este circuito indica también los niveles lógicos indeterminados, como puede ser un circuito abierto.

En un circuito TTL, las tensiones inferiores a 0,8V se reconocen como nivel lógico bajo (0) y las tensiones superiores a 2V como nivel lógico alto (1). Una tensión comprendida entre estos dos valores provocará un nivel lógico indeterminado. La familia lógica

CMOS puede trabajar en una gama de tensiones de alimentación superior a la TTL, típicamente de 3 a 18V. En este caso (CMOS) los niveles lógicos no vienen definidos por valores absolutos de tensión, sino en tanto por ciento de la tensión de alimentación. El nivel lógico alto se corresponde

con el 60 por 100 (o mayor) de la tensión de alimentación, y el nivel lógico bajo con el 40 por 100 (o menor). Las tensiones comprendidas entre estos dos límites corresponden a los niveles lógicos indeterminados.

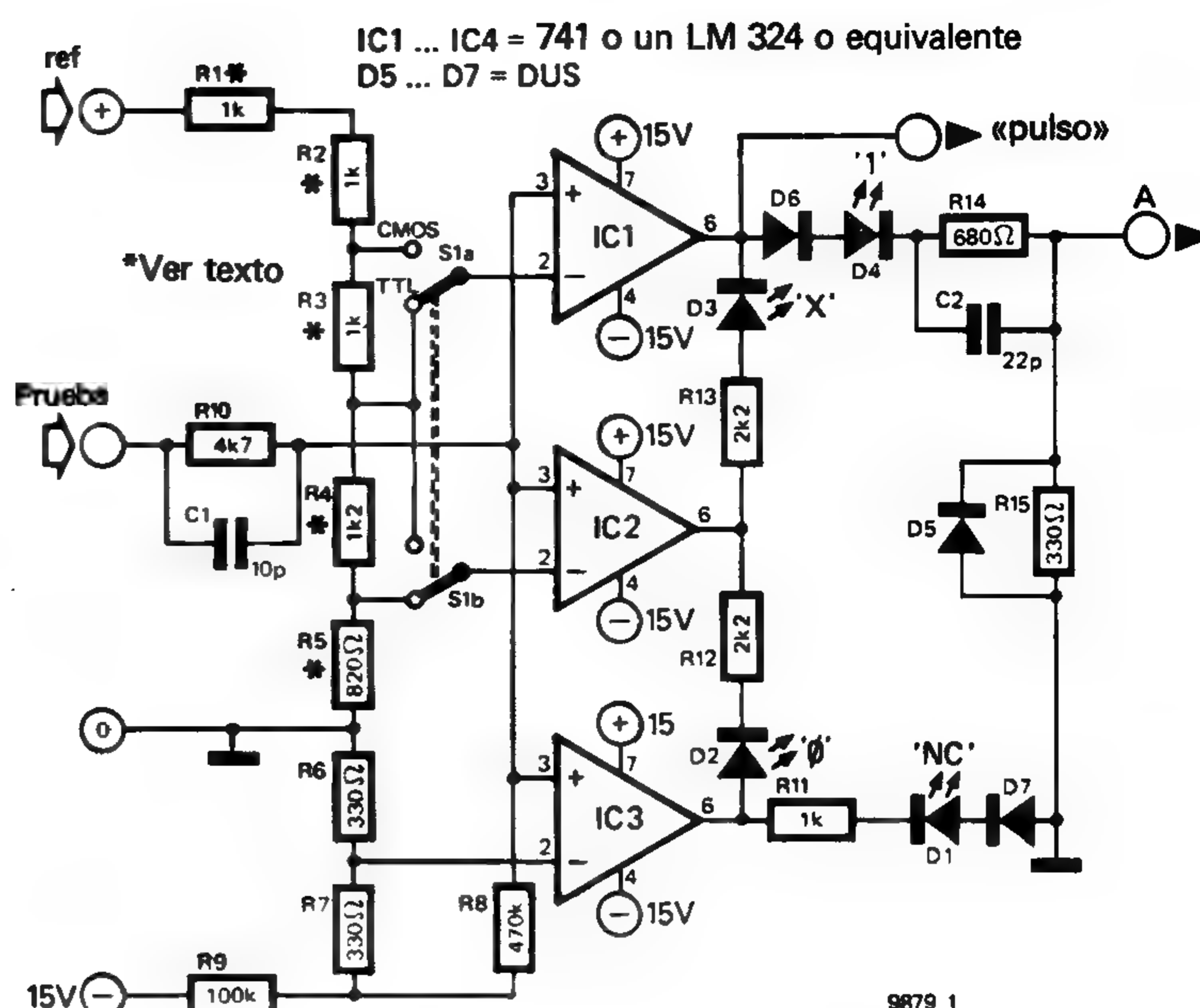
Una buena sonda lógica, debe ser capaz de distinguir estos 3 niveles: alto, bajo, e indeterminado. Por otra parte cuando se utiliza un comprobador lógico, puede presentarse una cuarta situación, que son los circuitos abiertos. Estos pueden ser producidos por un mal contacto de la sonda, o bien cuando el circuito es defectuoso. También puede ocurrir que una determinada salida lógica (o entrada) no se haya conectado a ningún punto del circuito (designado por las siglas NC —No Conectado— en las tablas de características del fabricante).

Como se dijo anteriormente, un comprobador lógico debe ser capaz de distinguir los circuitos abiertos de los demás niveles lógicos.

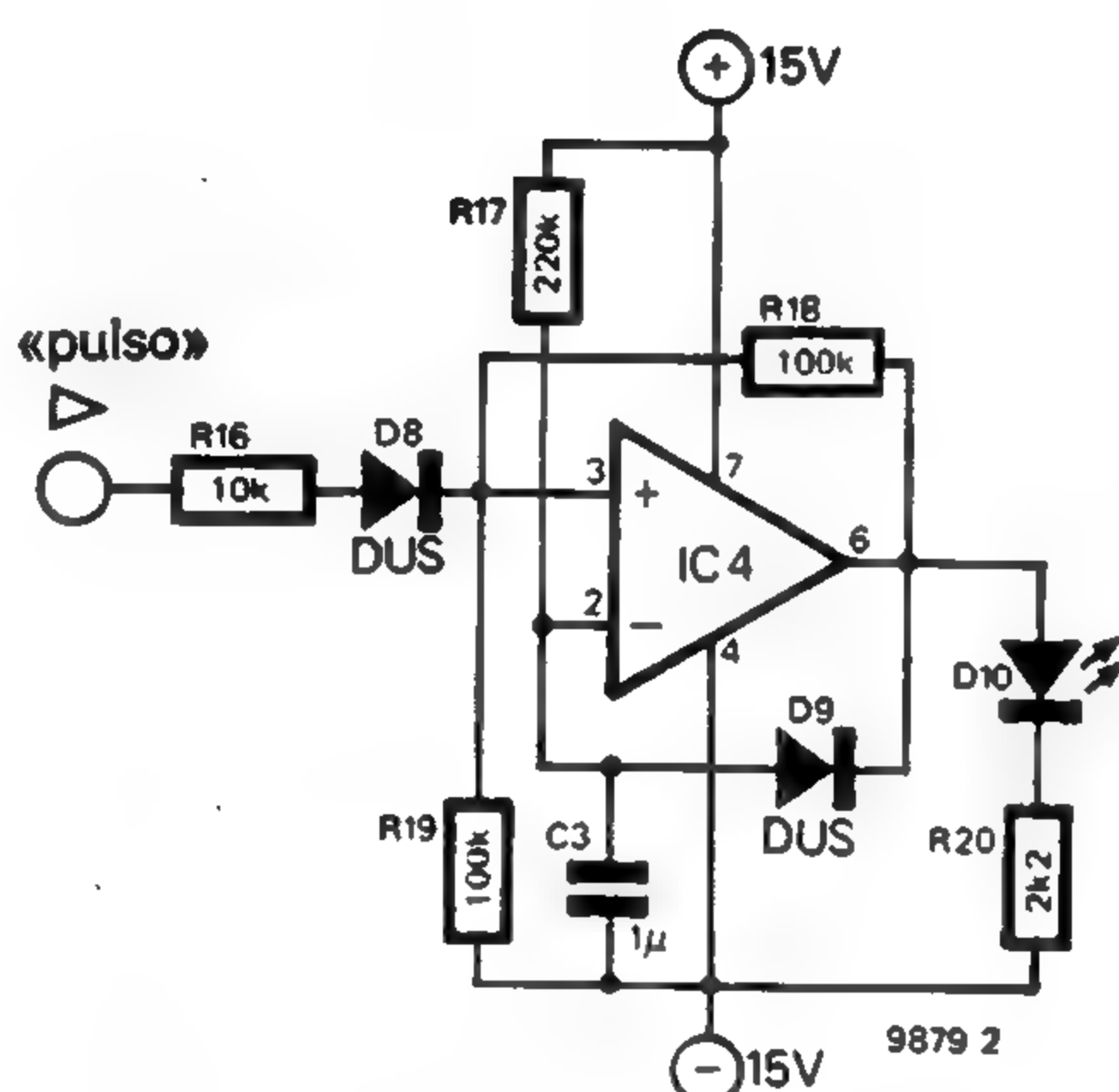
El circuito del comprobador lógico que se describe en este artículo está representado en la figura 1. Se utilizan 3 comparadores de tensión para detectar las 4 posibilidades de las entradas. Los bornes «ref +» y «0» del comprobador se conectan a la alimentación del circuito sometido a prueba. Cuando S1 está en la posición TTL y la tensión de alimentación es de 5V, en la entrada inversora de IC1 se obtendrá una tensión de 2V, y de 0,8V en la entrada inversora de IC2. Si se coloca el interruptor S1 en la posición CMOS, las tensiones de referencia serán respectivamente del 60 por 100 y 40 por 100 de la tensión de alimentación aplicada al circuito sometido a prueba.

La entrada inversora de IC3 recibe una tensión de aproximadamente —50mV a partir de la tensión estabilizada del comprobador ($\pm 15V$), a través del divisor formado por R6, R7 y R9. Cuando la entrada del comprobador está «al aire», las entradas no inversoras de los 3 comparadores reciben a través de R8 una tensión de —100mV. En esta situación las salidas de los citados comparadores se harán negativas, con lo cual el diodo LED D1 quedará encendido. Si la entrada del comprobador se conecta a una tensión comprendida entre 0V y el límite superior del nivel lógico bajo, la salida del comparador IC3 se hará positiva, encendiéndose el diodo LED D2 (por causa de la corriente que circula entre la salida de IC3 e IC2) indicando un nivel lógico bajo. Para tensiones comprendidas entre el nivel lógico alto y bajo, la salida de IC2 se hace positiva, con lo que D2 se apaga y D3 se enciende (debido a la corriente que circu-

1



2



la desde la salida de IC2 a la salida de IC1). D3 indica el nivel lógico indeterminado «X». Cuando se supera el límite inferior del nivel lógico alto, la salida de IC1 se hace positiva, con lo que D3 se apaga y D4 se enciende. D4 indica el nivel lógico alto.

indicador de impulsos

Hasta aquí el estudio se ha limitado a la indicación de niveles lógicos estáticos, sin

embargo, en los circuitos lógicos, frecuentemente se encuentran impulsos o trenes de impulsos aislados. Cuando estas señales poseen un ciclo de trabajo de aproximadamente 50 por 100, los diodos D2 y D4 se encenderán con una luminosidad reducida. Por el contrario si el ciclo de trabajo es muy grande (o muy pequeño), sólo se encenderá uno de estos dos diodos. De este modo, los impulsos de corta duración pasan totalmente inadvertidos al circuito. Para resolver este problema se puede utilizar el circuito «prolongador de impulsos» mostrado en la figura 2.

El «alargamiento» de los impulsos se obtiene mediante un monoestable cuya señal de salida posee un período de 200ms. Cuando en la entrada «pulso» (de la figura 1) aparece una señal, el monoestable se dispara encendiendo el diodo LED D10 durante 200ms. Este período es suficientemente largo para proporcionar una indicación visible. Si la frecuencia de los impulsos es superior a 5Hz, D10 quedará continuamente encendido.

La salida A (figura 1) entrega un impulso compatible con la lógica TTL, capaz de atacar a otros circuitos de la misma familia (o a un frecuencímetro). Para aquellos que no tengan necesidad de utilizar dicha salida podrán suprimir los componentes C2 y D5, y sustituir las resistencias R14 y R15 por una resistencia de 1k.

J. Borgman.

79

luces de emergencia

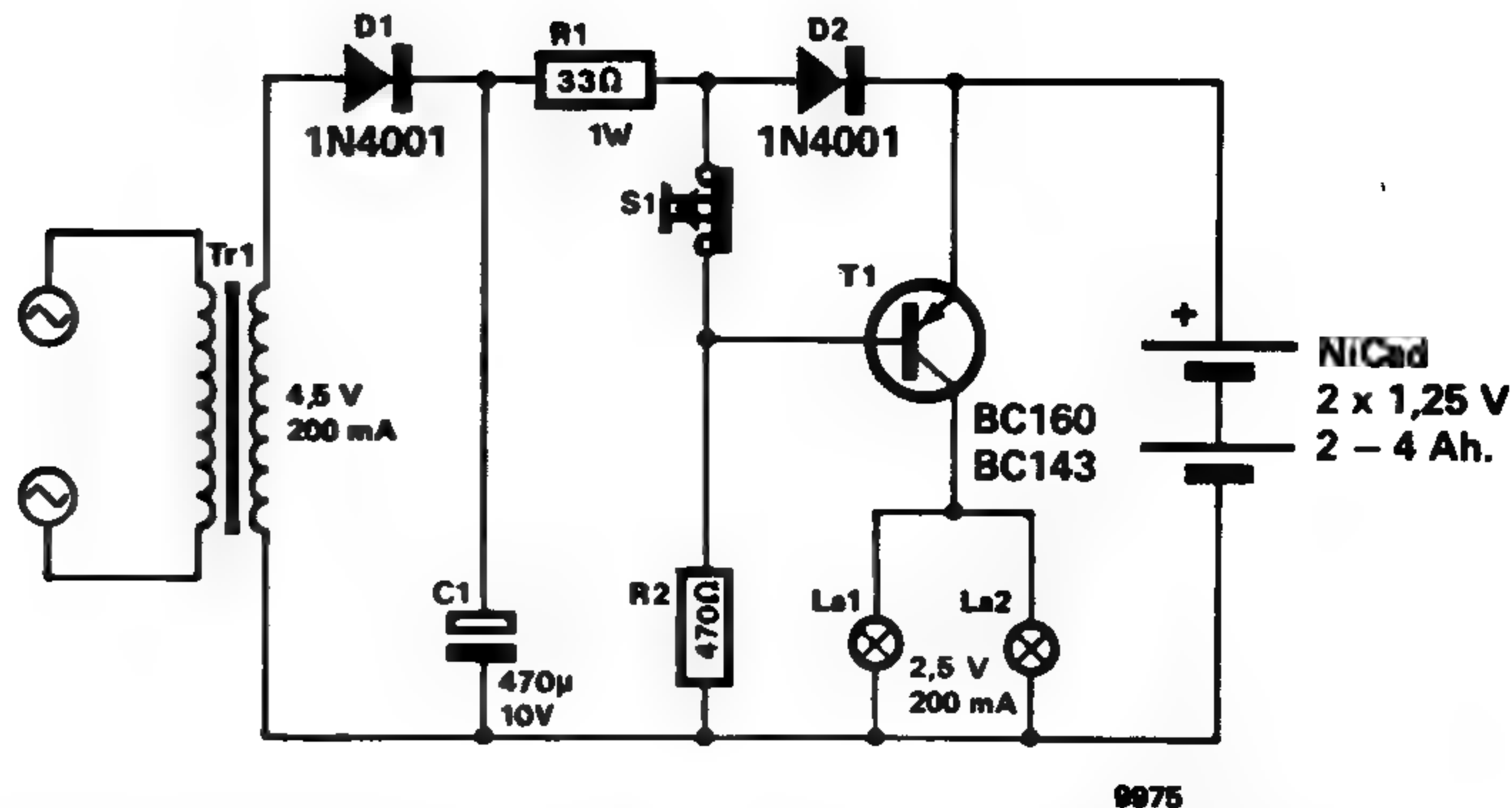
Este circuito carga un conjunto de baterías de níquel cadmio, a partir de la tensión de red para proporcionar una tensión de alimentación de emergencia cuando se produce un corte en el suministro eléctrico; es decir, enciende automáticamente unas pequeñas lámparas de 2,5V cuando, por ejemplo, saltan los fusibles del registro de la luz.

El circuito que presentamos en este artículo trabaja de una forma asombrosamente sen-

cilla. T1, D1 y C1 proporcionan una tensión rectificada y filtrada de aproximadamente 6V, que se emplea para cargar (permanentemente) unas baterías de níquel cadmio, a una corriente de aproximadamente 100mA (a través de D1 y D2). Los acumuladores de 2Ah serán adecuados para este régimen de carga (100mA). La caída de tensión en bornas de D2 polariza inversamente la unión base emisor de T1, con lo cual este

transistor queda cortado y obviamente las luces permanecen apagadas. Cuando se produce un corte en el suministro eléctrico, T1 recibe una corriente de base a través de la resistencia R2; esto hace que dicho transistor entre en conducción y encienda las lámparas. En el momento en que se restablece la tensión de red, T1 nuevamente pasa al estado de corte, con lo que las lámparas se apagan y las baterías vuelven a

entrar en carga a través de R1 y D2. Como se indica en el inicio de este artículo, el circuito está destinado a servir como luz de emergencia para aquellas situaciones en las que se produzca un corte en la tensión de red, por ejemplo, el típico «apagón a mitad de la escalera». Este pequeño circuito nos permitirá así sustituir tranquilamente, y sin peligro de recibir una desagradable descarga, el correspondiente fusible. El transformador de alimentación empleado en este circuito es de reducida potencia, puesto que R1 posee el valor adecuado para limitar el consumo del circuito a 100mA (como máximo); claro está para diferentes acumuladores de níquel cadmio se deberá



variar el valor de R1 para que la corriente no exceda al valor indicado. El interruptor S1 se emplea como puesta a 0 del circuito, es decir apaga las lámparas.



control de volumen por pasos

Generalmente los potenciómetros rotativos o deslizantes presentan algunos inconvenientes cuando se les utiliza como control de volumen en los sistemas de audio. Los potenciómetros logarítmicos, frecuentemente empleados en los amplificadores estereofónicos, suelen tener un acoplamiento mecánico (sincronización de giro) defectuoso, con lo que el volumen relativo entre los dos canales (izquierdo y derecho), varía desigualmente en función de la posición del control de volumen. Los conocidos potenciómetros de carbón también presentan algunas desventajas, puesto que su limitada vida útil hace que al cabo de unos meses de trabajo comience a producirse el molesto ruido, debido a la suciedad acumulada (o incluso al desgaste) en la pista sobre la que se desliza el cursor del potenciómetro. Una solución para remontar estos problemas, es utilizar un control de volumen por pasos. Este sistema consiste en un interruptor de múltiples posiciones conectado a una cadena de resistencias formando un divisor de tensión, tal como se muestra en la figura 1. Este circuito presenta varias ventajas respecto a los potenciómetros convencionales. — El acoplamiento mecánico entre ambos canales viene determinado únicamente por la tolerancia de las resistencias (una tolerancia de un 5 p o 100 es adecuada en este tipo de aplicaciones). — La variación del volumen puede hacerse siguiendo cualquier «ley» de variación, simplemente eligiendo el valor adecuado para las resistencias de la cadena divisora. — Dentro de unos ciertos límites, puede realizarse el control de varios canales conectando un interruptor de «galletas» múltiples. — Se obtiene un aumento notable de la vida útil del dispositivo, suponiendo que se emplea un conmutador de cierta calidad. El grado de atenuación obtenido en una cierta posición del conmutador viene dada por la fórmula:

$$\text{Atenuación} = 20 \log (R_t : R_f) \text{ dB}$$

donde R_t es la resistencia total de la cadena divisora, y R_f es la resistencia medida entre una cierta posición del conmutador y el terminal de masa. El valor de la resistencia conectada entre dos puntos adyacentes del

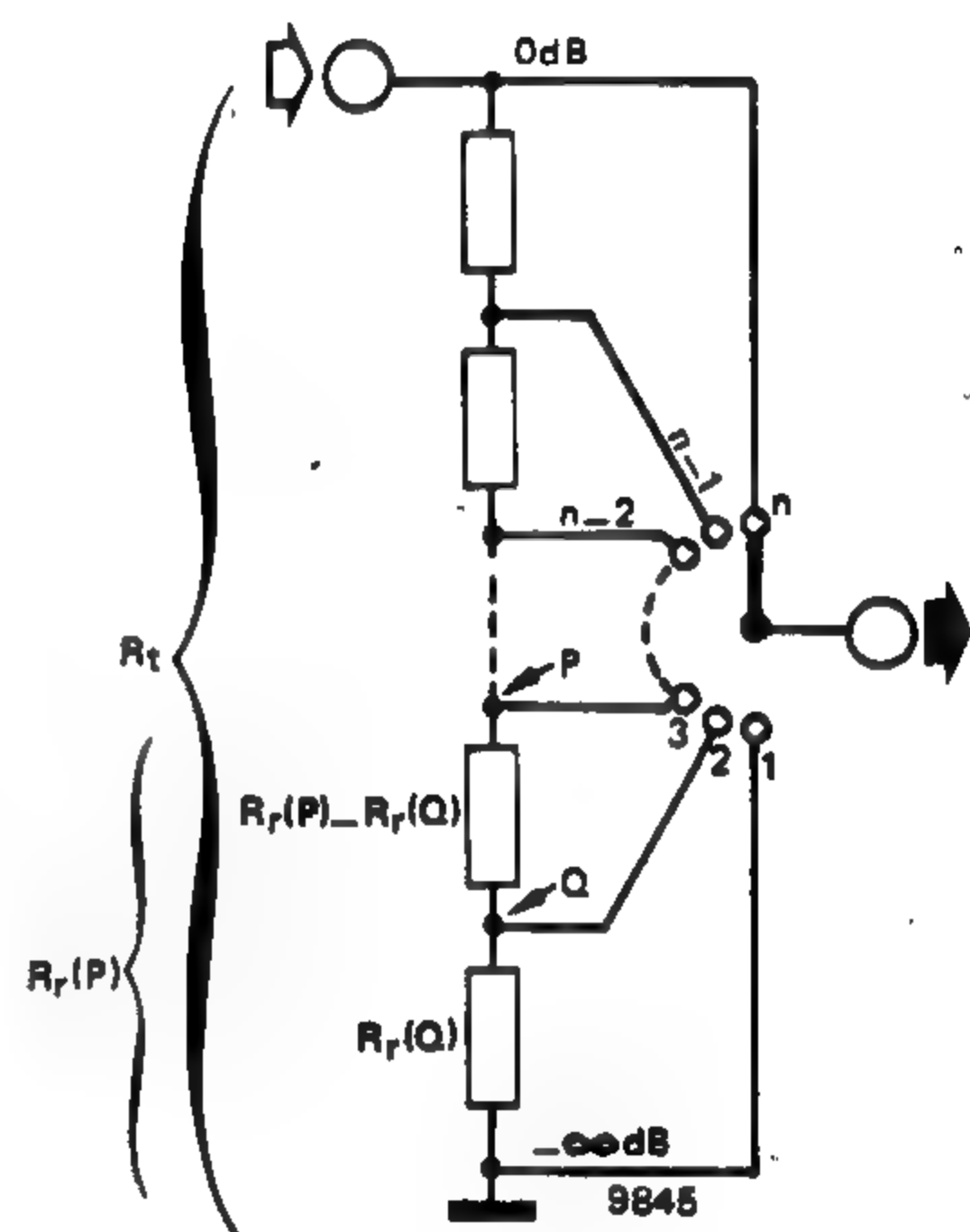
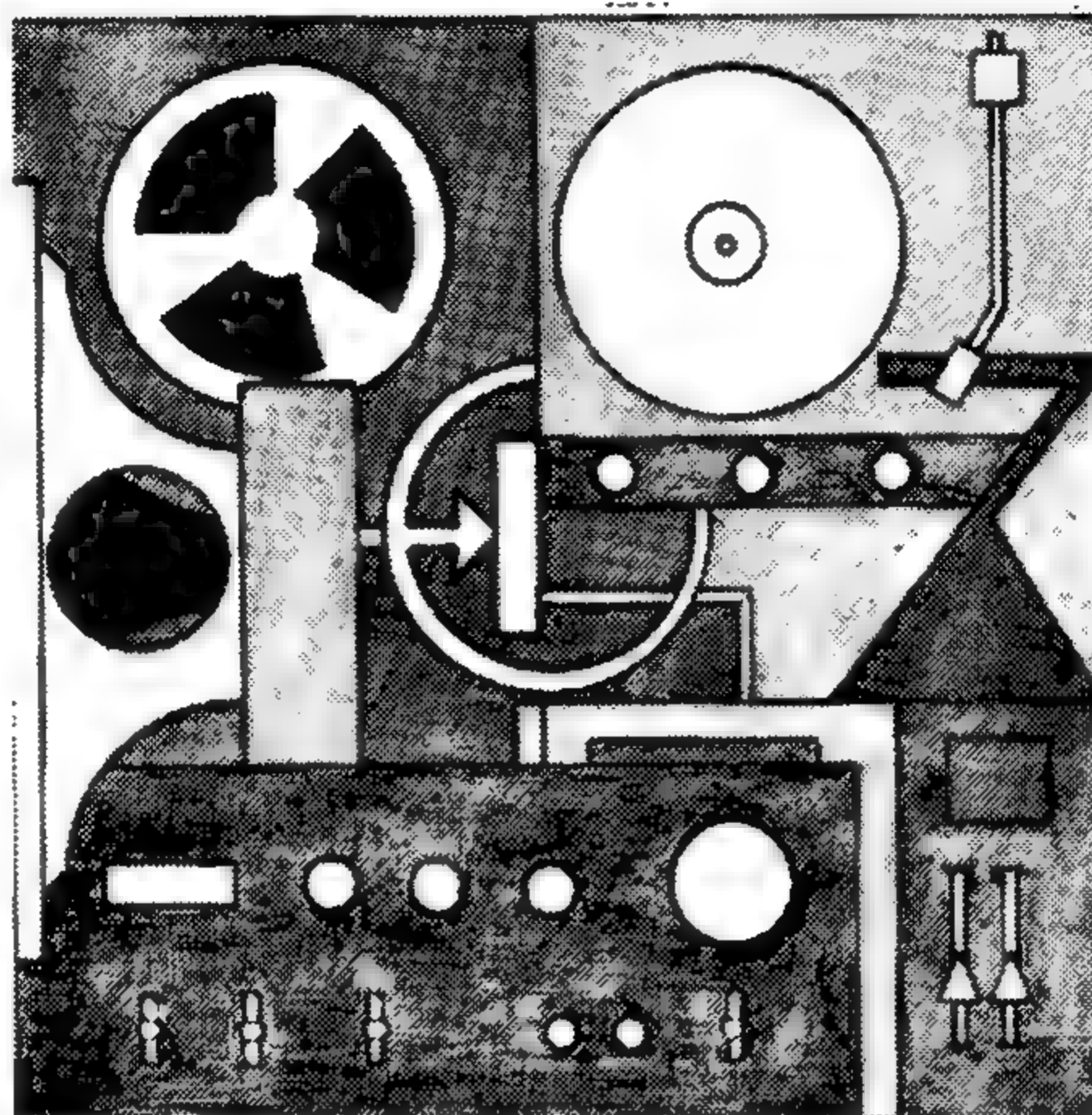


Tabla 1

dB	R_f ($R_t = 100.000 \Omega$)	dB	R_f ($R_t = 100.000 \Omega$)
0	100.000	-31	2.818
-1	89.125	-32	2.512
-2	79.794	-33	2.239
-3	70.794	-34	1.995
-4	63.095	-35	1.778
-5	56.234	-36	1.585
-6	50.118	-37	1.413
-7	44.668	-38	1.259
-8	39.810	-39	1.122
-9	35.481	-40	1.000
-10	31.622	-41	891
-11	28.184	-42	794
-12	25.119	-43	708
-13	22.387	-44	631
-14	19.952	-45	562
-15	17.783	-46	502
-16	15.849	-47	447
-17	14.125	-48	398
-18	12.589	-49	355
-19	11.220	-50	316
-20	10.000	-51	282
-21	8.913	-52	251
-22	7.943	-53	224
-23	7.079	-54	200
-24	6.310	-55	178
-25	5.623	-56	158
-26	5.012	-57	141
-27	4.467	-58	126
-28	3.981	-59	112
-29	3.548	-60	100
-30	3.162	-∞	0

Tabla 2

1	2	3	4	5	6
0	100.000			99.972	0
-3	70.794	29.206	29.200	70.772	-3.0
-6	50.118	20.676	20.600	50.172	-6.0
-9	35.481	14.637	14.700	35.472	-9.0
-12	25.119	10.362	10.390	25.082	-12.0
-15	17.783	7.336	7.360	17.722	-15.0
-18	12.589	5.194	5.170	12.552	-18.0
-21	8.913	3.676	3.630	8.922	-21.0
-24	6.310	2.603	2.620	6.302	-24.0
-27	4.467	1.843	1.847	4.455	-27.0
-30	3.162	1.305	1.300	3.155	-30.0
-33	2.239	923	920	2.235	-33.0
-36	1.585	654	642	1.593	-36.0
-39	1.122	463	470	1.123	-39.0
-42	794	328	330	793	-42.0
-45	562	232	232	561	-45.0
-48	398	164	164	397	-48.0
-51	282	116	120	277	-51.1
-54	200	82	82	195	-54.2
-57	141	59	56	139	-57.1
-60	100	41	39	100	-60.0
-∞	0	100	100	0	-∞
			(100Ω)		

conmutador se obtiene restando los valores R_T cuando el cursor del conmutador está en las posiciones superior e inferior de dicha resistencia (por ejemplo, cuando el cursor está en las posiciones P y Q, respectivamente).

Para un control de volumen logarítmico es necesario que la atenuación introducida al cambiar el conmutador entre dos posiciones contiguas sea un número constante de decibelios. En la tabla 1 se muestra los valores necesarios de R_T para que la atenuación varíe en pasos de 1dB. En este caso la atenuación obtenida puede variar entre 0 y -60dB, para un valor de R_T de 100k (más un paso extra para obtener una atenuación infinita). Obviamente un control de volumen práctico no puede poseer tal número de pasos, puesto que se requeriría un conmutador de 62 posiciones. Por otra parte, el número de pasos tampoco debe ser demasiado reducido, o de lo contrario el ajuste de volumen sería demasiado vasto.

Una relación de atenuación aceptable puede ser por ejemplo en pasos de 3dB. De esta forma se obtendrá un control de volumen suficientemente preciso (incluso hasta -60dB) con un conmutador de 21 pasos. En realidad el conmutador habrá de poseer 22 pasos, puesto que siempre es necesario tener una posición de atenuación infinita.

En la tabla 2 se muestran los diferentes valores de las resistencias para cada una de las 22 posiciones. La columna 1 indica la atenuación en dB para las distintas posiciones del conmutador. La columna 2 indica los valores correspondientes de R_T , la columna 3 indica el valor de las resistencias conectadas entre 2 puntos contiguos del conmutador. La columna 4 indica los valores prácticos de las resistencias utilizadas (pertenecientes a la serie E 24). En la columna 5 se muestra el valor obtenido para R_T , y en la columna 6 el valor real de la atenuación introducida cuando se emplean resistencias de valor estándar, como las que se indican en la columna 4.

Pueden darse otros valores diferentes de $R_T = 100k$, simplemente haciendo una escala proporcional de valores. Por ejemplo para $R_T = 50k$, los valores adecuados serán exactamente la mitad de los indicados en la tabla. Similarmente para $R_T = 10k$, bastará con dividir entre 10 los valores mostrados en la tabla 2.

Como nota final diremos que el conmutador deberá ser de los que cierran un contacto antes de abrir el otro, para evitar los molestos «chasquidos» debidos a la conmutación.

81 | protección de polaridad para CC

Como muchos lectores habrán podido comprobar, los circuitos alimentados con corriente continua presentan elevada sensibilidad a las inversiones accidentales de polaridad. En los circuitos que trabajan con corrientes reducidas, pueden evitarse estos accidentes, simplemente conectando un diodo en serie con la entrada de alimentación. En este caso el diodo sólo conducirá cuando la tensión aplicada al circuito posea

la polaridad correcta. Si se sustituye el diodo por un puente rectificador entonces no hay cuidado en invertir la polaridad de la alimentación. Sin embargo existen circuitos, que por trabajar con elevadas corrientes no admiten este sistema de protección ya que los diodos provocan importantes pérdidas debido a su caída de tensión. Una solución más práctica y elegante, sin

caída de tensión y virtualmente casi sin pérdida de potencia, es la mostrada en la figura 1. El valor de los componentes está calculado para una tensión continua de 12V. El circuito deberá montarse en el interior del equipo que se desea proteger, y la fuente de alimentación externa se conectará a los terminales marcados como 1 y 2. Cuando se cierra el interruptor S1 (suponiendo que la polaridad de la fuente de alimenta-

ción es correcta), se actúa el relé Re. En esta situación pueden observarse dos cosas: el contacto rel queda abierto, reduciendo la corriente que circula por la bobina del relé, mediante R1. Puesto que la caída en esta resistencia no es demasiado importante (suponiendo que R1 posee el valor correcto), el relé Re quedará activado. Con este pequeño truco conseguimos reducir la disipación de potencia en el circuito de protección.

En segundo lugar, el contacto normalmente abierto re2 quedará cerrado, con lo que la corriente fluirá por el resto del circuito.

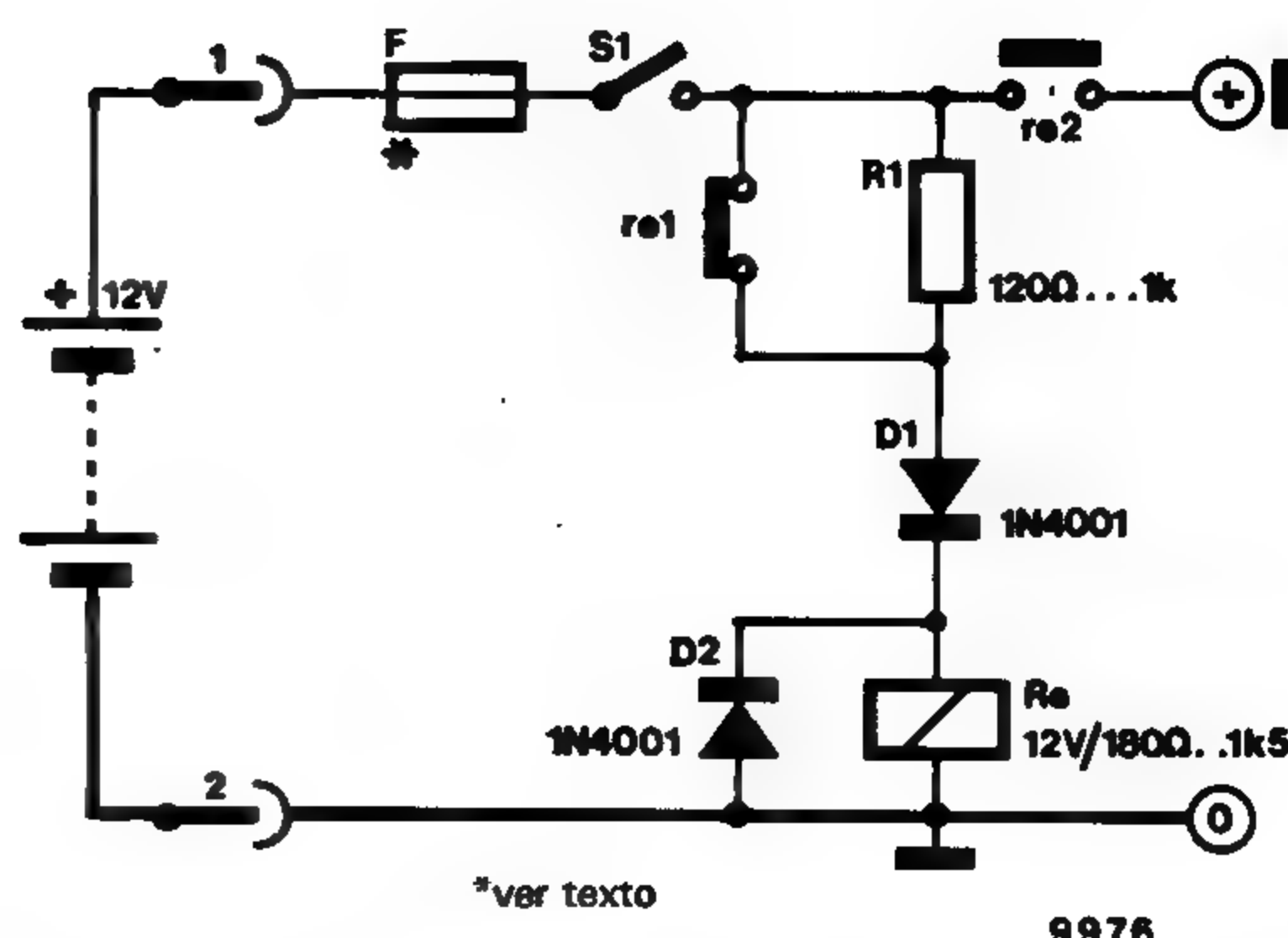
Sin embargo, cuando se invierten los terminales de la fuente de alimentación, el diodo D1 queda polarizado inversamente, impidiendo que el relé se active. El diodo D2 tiene como objeto suprimir las tensiones inductivas cuando se produce la conmutación del relé.

Si existiera un fusible en la línea de alimentación del equipo, es aconsejable colocarlo entre la fuente de alimentación y el circuito de protección, con el fin de que este se fun-

da en caso de que se produjera algún cortocircuito. La corriente consumida por el circuito de protección es tan reducida (comparada con el consumo del equipo) que no es necesario aumentar el valor nominal del fusible.

Evidentemente los valores dados en el circuito pueden ser modificados para adaptarlos a otros montajes con diferentes tensiones de alimentación. Es lógico pensar

que la tensión de excitación del relé sea como mínimo igual a la tensión de alimentación. El valor de R1 dependerá en cierta medida del tipo de relé utilizado, y nuestro consejo es que se determine experimentalmente.



82 | diente de sierra sincrónico a partir de la red

Este circuito se diseñó inicialmente para controlar triacs, pero su utilidad se extiende a otras muchas aplicaciones. El amplificador operacional A1 trabaja como trigger Schmitt, es decir «escuadra» la tensión de red (baja tensión) introducida en su entrada. Esta onda cuadrada alimenta al diferenciador formado por R5 y C1. La entrada no inversora de A2 recibe por tanto dos impulsos por cada período denominados, impulso positivo e impulso negativo.

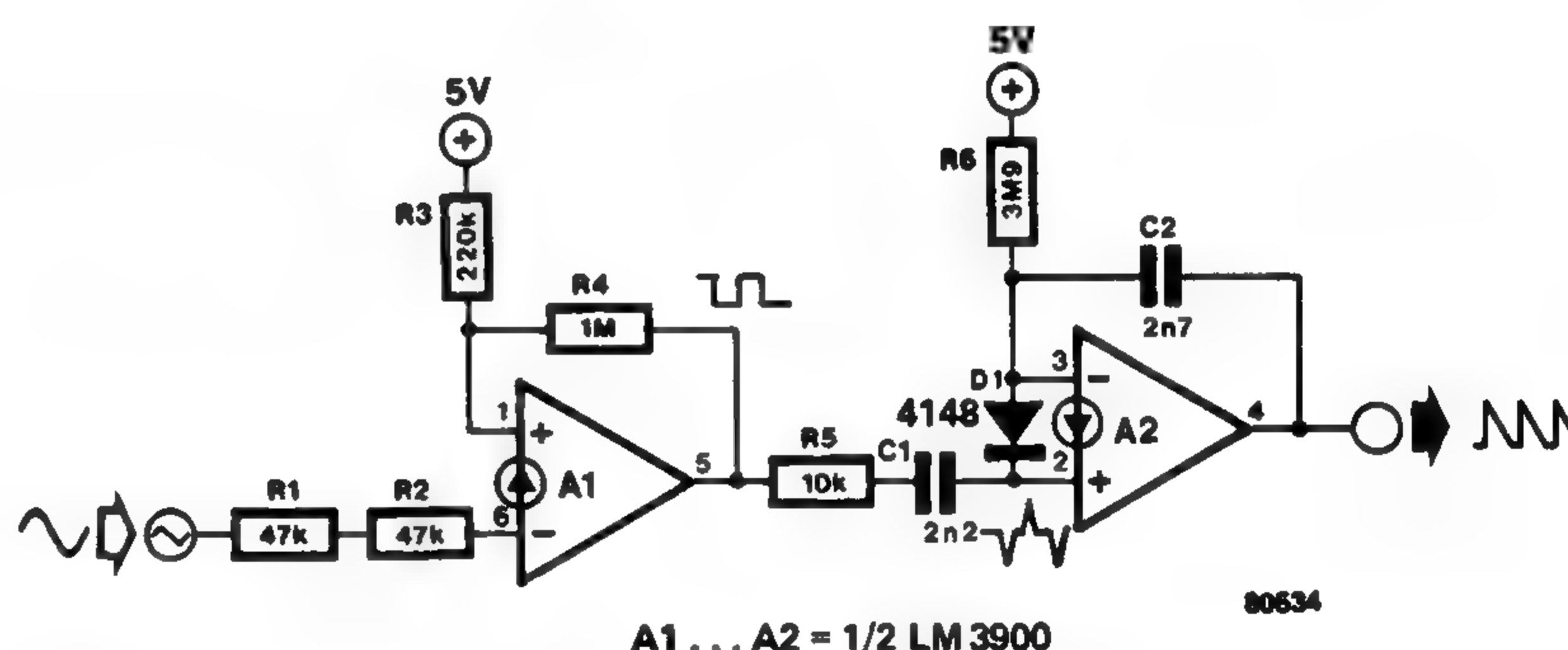
El amplificador operacional A2 trabaja como integrador, y su misión es transformar la señal presente en su entrada, en un diente de sierra. El mezclador reacciona tanto a las pendientes positivas como a las negativas de la señal de entrada; esto es posible debido a la peculiar arquitectura interna del LM3900. El amplificador operacional reacciona normalmente frente a los impulsos positivos. Tan pronto como la entrada no inversora alcanza el nivel alto, la entrada inversora tendrá que hacer lo mismo para mantener el balance. Esto únicamente puede suceder si la tensión de salida aumen-

ta. Los aumentos de tensión en la salida son transmitidos a la entrada a través del condensador C2.

Con el fin de explicar lo que sucede cuando llegan los impulsos negativos es importante aclarar que la entrada de este amplificador operacional está formada por un transistor cuyo emisor está directamente conectado a tierra. Por esta razón, la entrada no inversora no puede reaccionar ante todos los impulsos. El diodo D1 se emplea para limitar

el potencial en la entrada inversora. Cuando D1 empieza a actuar la tensión de salida aumenta al mismo tiempo que la tensión de alimentación.

Las resistencias R1 y R2 se emplean para limitar la tensión de entrada en el amplificador operacional A1. Si el circuito no se conecta directamente a la red, será preferible utilizar una sola resistencia de 100K. La tensión de alimentación no es un parámetro crítico, pudiendo variar entre 4 y 36 V. ■



83 | la respuesta insólita

Este montaje es ideal para animar fiestas, reuniones y comidas campestres. El juego consiste en hacer preguntas que sólo pueden ser contestadas con un sí o un no. El circuito negará o afirmará las cuestiones planteadas, creando así situaciones de hilarante confusión. Por ejemplo cuando se pregunte al Dr. si es cierto que bebe más de cinco cañas de cerveza antes del desayuno la respuesta debe ser «sí». No hay duda de que nuestros lectores sabrán proponer las más divertidas preguntas a sus invitados, haciéndoles creer que el circuito electrónico

es una especie «de brujo adivinador del pensamiento».

El circuito que se muestra en la figura indica la veracidad o falsedad de una respuesta (sí o no) encendiendo los LEDs D1 o D2. La secuencia de encendido de estos LEDs, obviamente sólo es conocida por el propietario del circuito (que es el que efectuará las preguntas). Una vez hecha la pregunta, el «preguntado» deberá pulsar el botón S1. Esto dispara el temporizador formado por IC1b, el cual produce un impulso de aproximadamente 4 ó 5 segundos. La duración

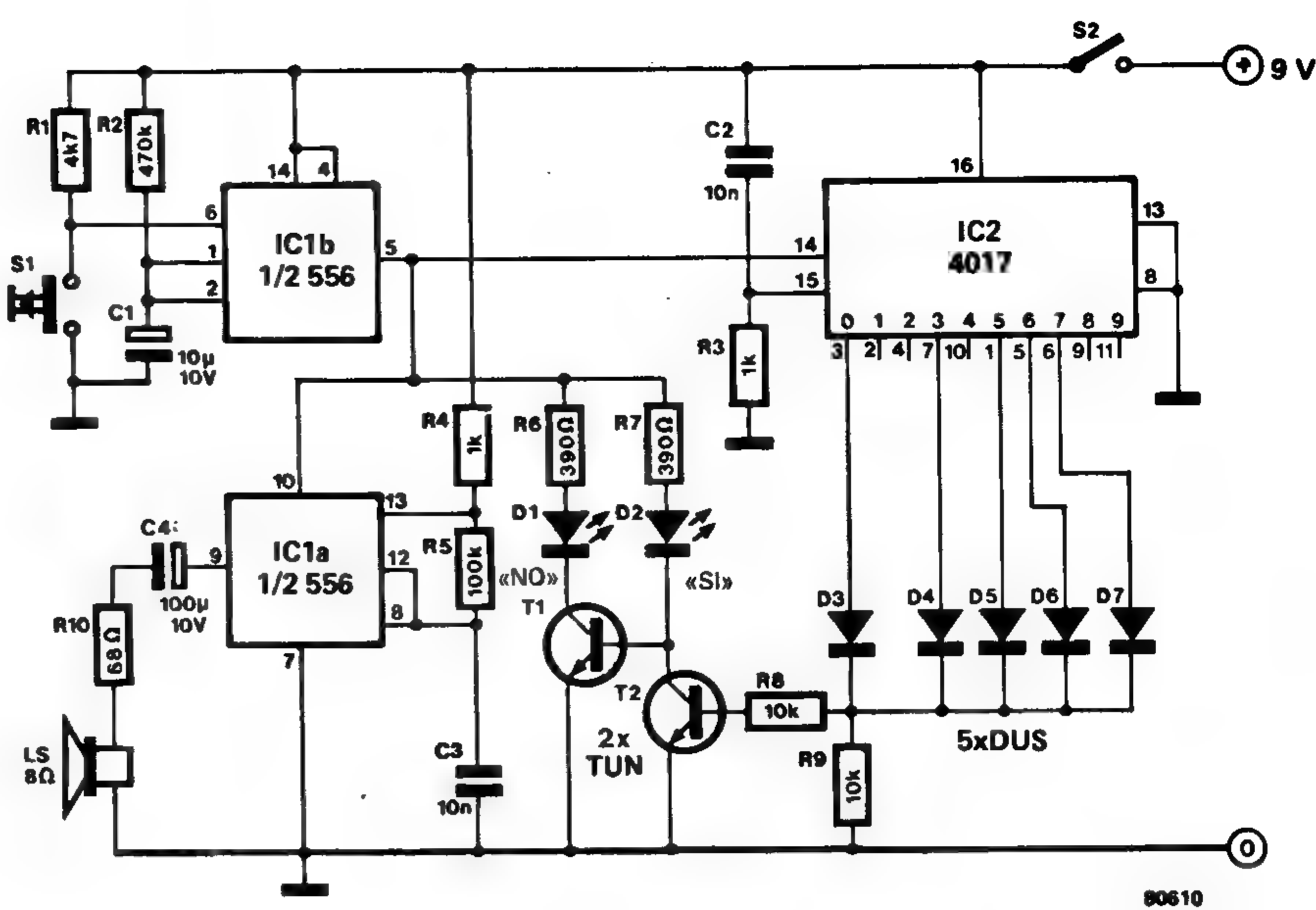
de este impulso puede ajustarse variando el valor de R2 y C1. Cuando la salida de este temporizador alcanza el nivel alto, se envía un impulso de reloj a la entrada del contador IC2 (divisor por 10), con lo cual cambia el estado lógico de la entrada «inhibición» del segundo oscilador formado en torno a IC1a. Este oscilador producirá un tono en el altavoz para indicar a todos los presentes que el botón S1 ha sido efectivamente pulsado.

Algunas de las salidas de IC2 están conectadas a través de los diodos D3...D7, al par

de transistores (T1 y T2) que excitan los LEDs encargados de proporcionar la respuesta. Cuando una de estas salidas está a nivel alto el transistor T2 entra en conducción, encendiendo el LED D2 (respuesta afirmativa) y cortando a T1. El LED permanecerá encendido hasta que se extinga el impulso generado por IC1a. Cuando una de las salidas no conectadas del contador IC2 alcance el nivel alto, D2 quedará cortado haciendo que T1 conduzca y D1 se encienda (respuesta negativa).

La secuencia de respuestas para el circuito presentado en la figura es por tanto: (si), (no), (no), (si), (no), (si), (si), (si), (no), (no). Se puede elegir cualquier otra secuencia de respuestas simplemente conectando los diodos a las diferentes patillas de salida del contador, o incluso añadiendo más diodos. Una vez que se ha completado la secuencia, el ciclo se repite.

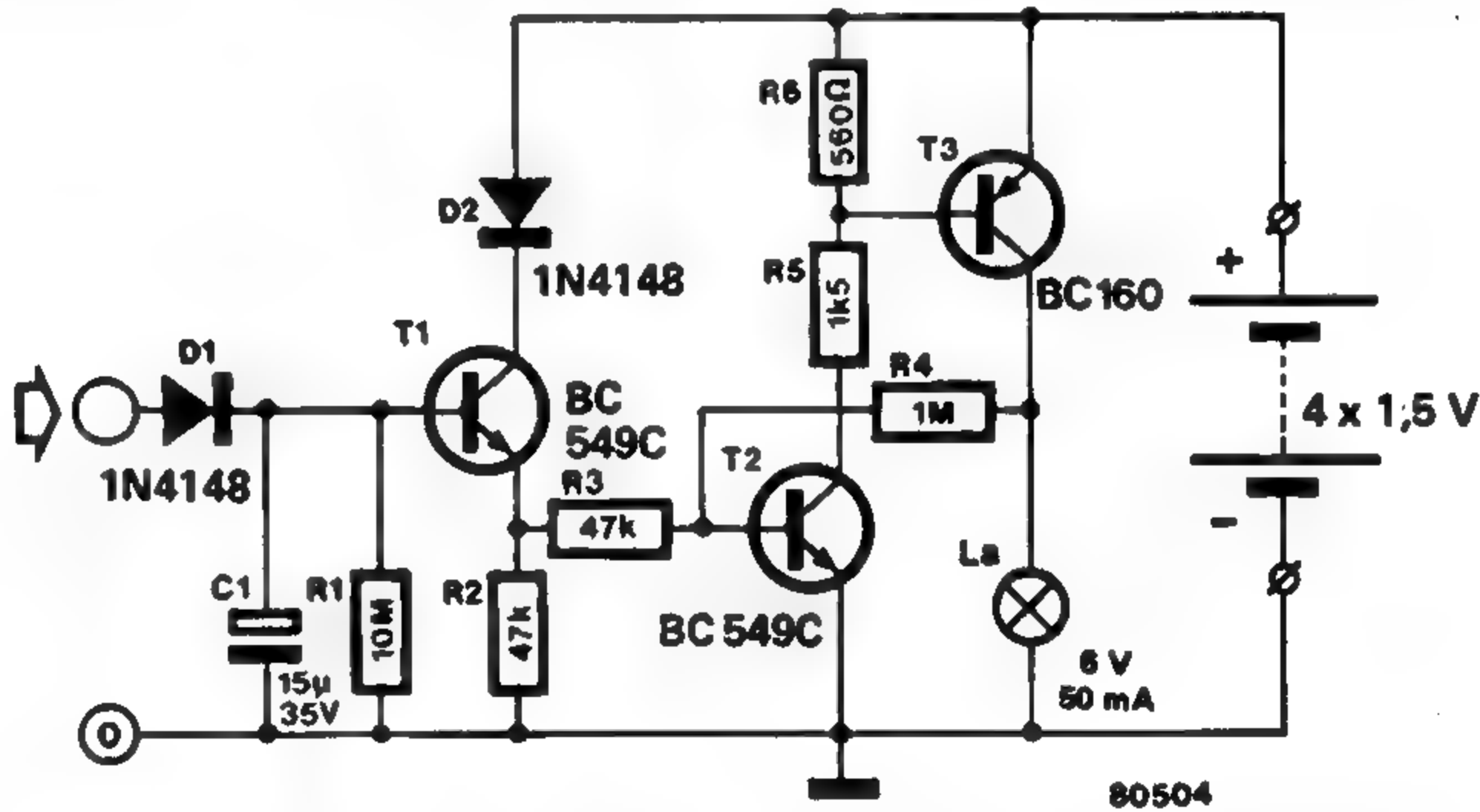
Nota: el condensador C2 y la resistencia R3 se han incluido para generar un impulso de puesta a cero para el contador en el momento de encender el circuito. Con ello la primera respuesta de cada secuencia será siempre en «no».



84 | señalización de seguridad para ciclistas

En los últimos tiempos, es grato comprobar como el ciclismo está experimentando un gran auge, debido en parte a la larga crisis energética que venimos sufriendo. Sin embargo este medio de locomoción presenta un problema, y es que, la dinamo que incorporan la mayoría de las bicicletas sólo genera suficiente energía eléctrica cuando se pedalea a buen ritmo. Tan pronto como el ciclista se detiene (semaforos, pasos cebra, etc.) la intensidad de las luces de señalización decrece considerablemente, lo cual dificulta a los demás vehículos su localización. El sistema de seguridad que se describe en este artículo para las luces de señalización, es un dispositivo casi indispensable en toda bicicleta. Siempre que la dinamo reciba tracción mecánica, las luces de señalización recibirán energía, pero en este caso (utilizando este circuito) la intensidad de estas no dependerá de la velocidad del ciclista. Aún más, continuarán encendidas aproximadamente hasta 4 minutos después de que el ciclista se pare, lo cual es un tiempo suficiente para permitir a una persona cruzar un paso cebra.

Desafortunadamente este circuito tiene un inconveniente, pues trabaja con baterías y



cuando éstas se agotan el sistema se hace totalmente inútil. Como contra partida diremos que con 4 ó 5 pilas alcalinas como las usadas en los transistores se tiene suficiente energía para 35 horas de funcionamiento. La dinamo, en la mayoría de los casos se encuentra directamente conectada a la entrada del circuito. Cuando una tensión se hace presente, T1 entra en conducción generando a su vez la corriente de base necesaria para excitar a T2 y T3 (se enciende la lámpara). Cuando el ciclista se detiene y la dinamo deja de producir energía, T1 continúa en el estado de conducción durante al-

gunos minutos, hasta que el condensador T1 se descarga a través de la resistencia R1; una vez transcurrido este tiempo, el trigger Schmitt formado por T2/T3 desconecta el sistema de alumbrado. En este caso el circuito queda totalmente desconectado y no circula ninguna corriente de batería. Si se piensa utilizar este sistema durante largos periodos de tiempo es preferible utilizar 5 baterías recargables de níquel cadmio en lugar de las pilas normales. Con una capacidad de 0,5Ah y una lámpara de 6V/50mA, el sistema tendrá una autonomía de diez horas.

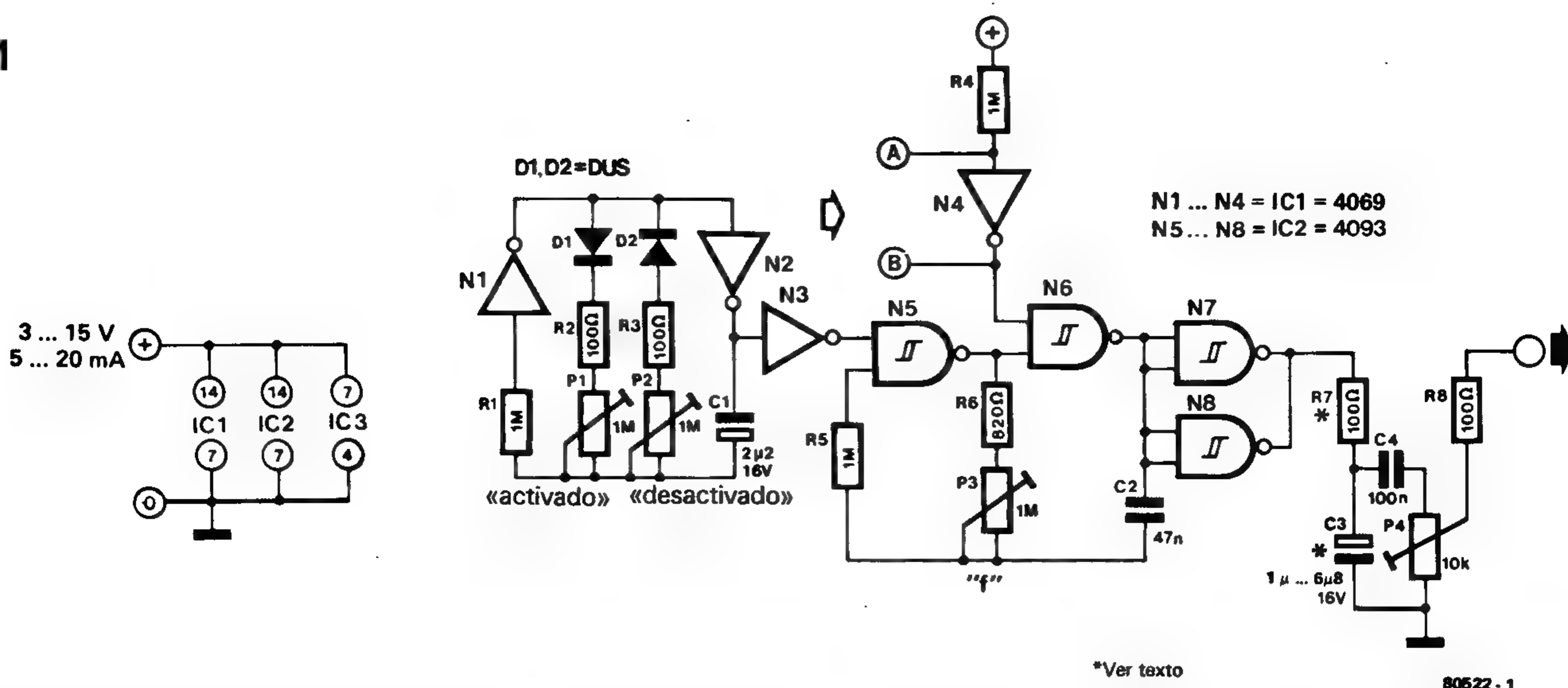
85 | super alarma universal

Es de esperar que un aparato capaz de llamar nuestra atención cuando se cumpla (o deje de cumplirse) una cierta condición, encontrará entre nuestros lectores un gran número de aplicaciones. El circuito que presentamos en este artículo proporciona una señal de alarma en cualquier aplicación

donde se requiera una atención inmediata, o un recordatorio, cuando no se realice correctamente una cierta condición determinada con anterioridad. Como puede apreciarse en la figura 1 el circuito principal es de gran simplicidad; se compone únicamente de dos osciladores

CMOS de onda cuadrada y una etapa amplificadora (buffer) de salida. El circuito funciona de la siguiente forma: N1 y N2 forman el primero de los osciladores CMOS. Este oscilador controla el funcionamiento del segundo (formado por N5 y N6), el cual se encarga de generar la señal

1



de audiofrecuencia. El período del primer oscilador es asimétrico, es decir, la semionda positiva tiene diferente duración que la semionda negativa. Estos parámetros (el ciclo de trabajo) pueden variarse mediante los potenciómetros P1 y P2. Como puede verse en el diagrama, P1 determina el tiempo que el segundo oscilador permanece activo, y contrariamente P2 regula el tiempo de inactividad. La frecuencia del segundo oscilador se ajusta mediante el potenciómetro P3 en un margen de 40Hz...15kHz.

Resumiendo lo anteriormente dicho, podemos decir que la salida del circuito será una señal cuya frecuencia viene determinada por P3, el tiempo activo por P1, y el tiempo inactivo por P2. El circuito puede dispararse de 2 formas:

- 1) Con un cero lógico en la entrada A.
 - 2) Con un uno lógico en la entrada B (suponiendo que se ha eliminado N4).
- Esto significa que el circuito puede ser dis-

parado con cualquier condición lógica de que se disponga.

La salida de la puerta N6 alimenta a los inversores N7 y N8 (conectados en paralelo). A continuación de estos inversores se encuentra un filtro paso-bajo formado por R7 y C3, cuya misión es reducir los armónicos de alta frecuencia de la señal de salida, para así darle un carácter más agradable. El potenciómetro P4 se utiliza como control de volumen y por tanto la salida se tomará del cursor.

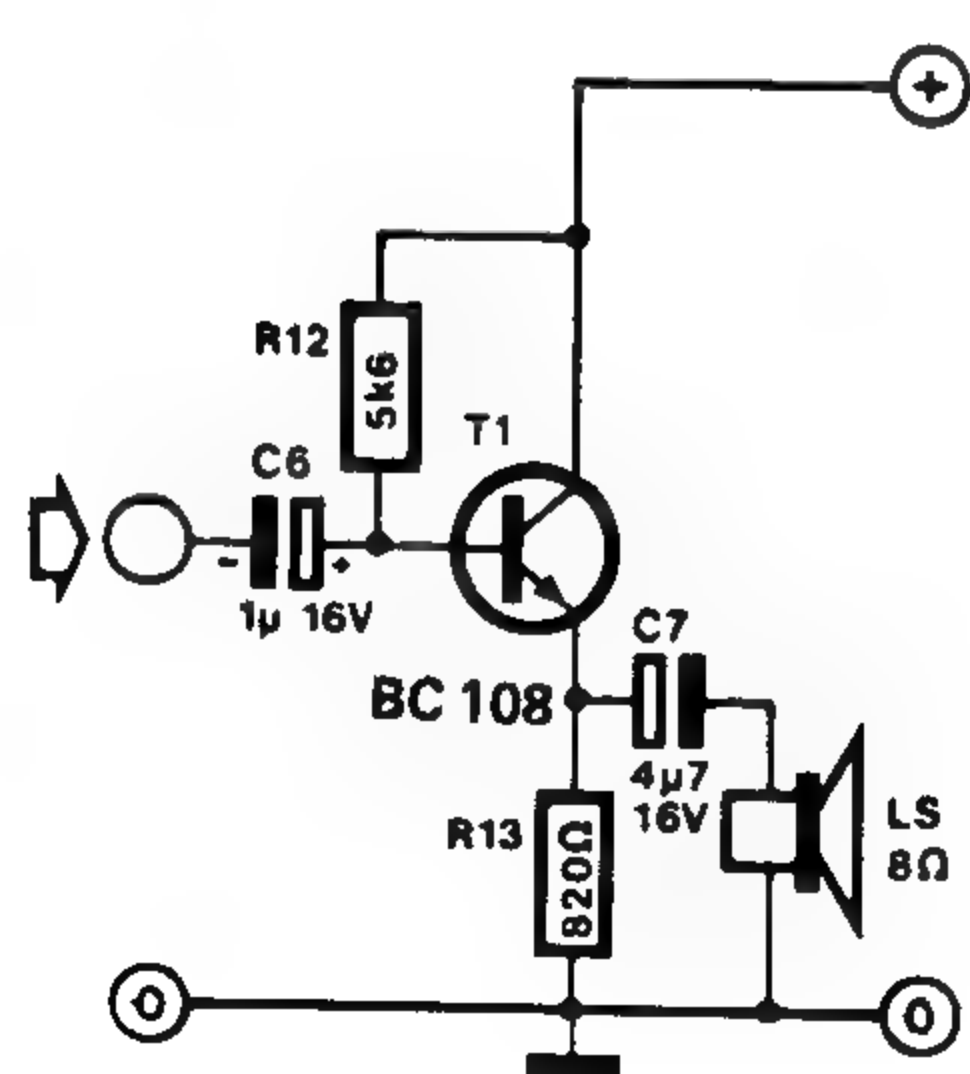
Si no se necesita que la señal acústica generada por el circuito sea muy potente, se conectará la salida del circuito de la figura 1 al condensador C6 de la figura 2, que no es más que una etapa amplificadora (T1). Si se desean conectar varios circuitos, se unirán todos los terminales de salida y se conectarán a la entrada no inversora de IC3 (741) de la figura 3. Este operacional trabaja como sumador/amplificador y su salida se conecta a la etapa amplificadora de la fi-

gura 2. En la figura 4 mostramos algunos de los captadores que pueden utilizarse con este circuito. Si se conecta a la entrada B la salida del detector de luz, el conjunto constituirá un indicador de luz solar (muy útil en invierno, puesto que nos evitará tenernos que levantar antes de las 9 de la mañana). Si conectamos al punto B el captador de temperatura, el circuito funcionará como alarma por exceso de temperatura. Si conectamos el sensor de líquidos (siempre conectado al punto B) éste disparará la alarma cuando el líquido en cuestión cubra los electrodos. Contrariamente, si conectamos los tres circuitos anteriormente citados a la entrada A, el circuito de conjunto funcionará respectivamente de la siguiente forma: en el primer caso como alarma de oscuridad, en el segundo como alarma de baja temperatura y en el tercero como alarma de ausencia de líquido (figura 5).

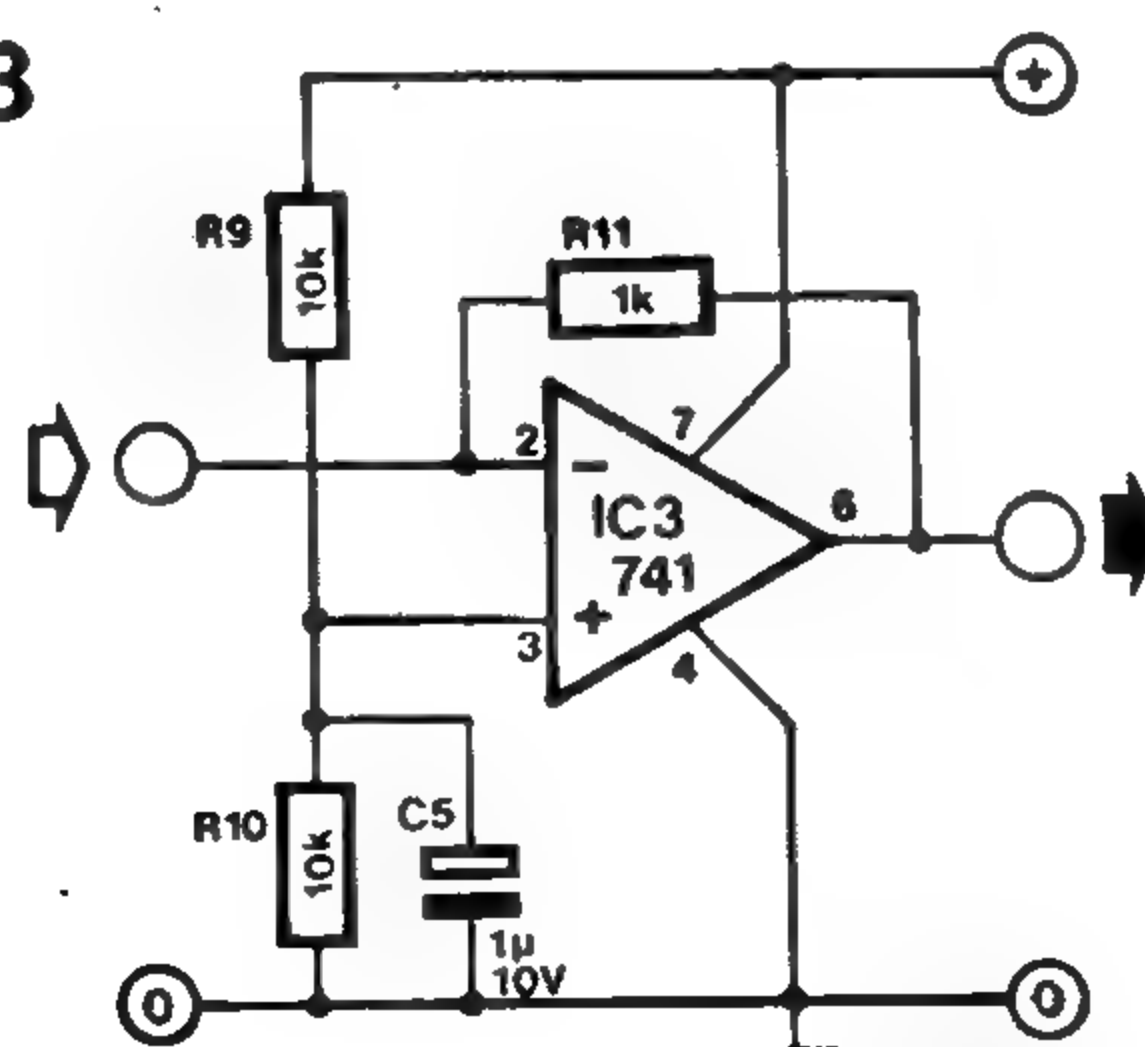
Los dos últimos esquemas muestran la forma de conectar un circuito de alarma a los pilotos indicadores, por ejemplo de un coche. En el caso particular de los interruptores de las puertas se pueden dar dos variantes: en la figura 5a el interruptor está conectado a la alimentación positiva, y por tanto es necesario utilizar la entrada B del circuito principal (figura 1). Contrariamente en la figura 5b se utiliza la entrada A. Estos sensores de alarma pueden prestar grandes servicios en el campo automovilístico, por ejemplo como indicador de nivel de aceite, indicador de gasolina, indicador de bloqueo para los cinturones de seguridad, etc.

Las aplicaciones de este circuito no están restringidas únicamente a los coches, el único límite es la imaginación del constructor. B. Leeming.

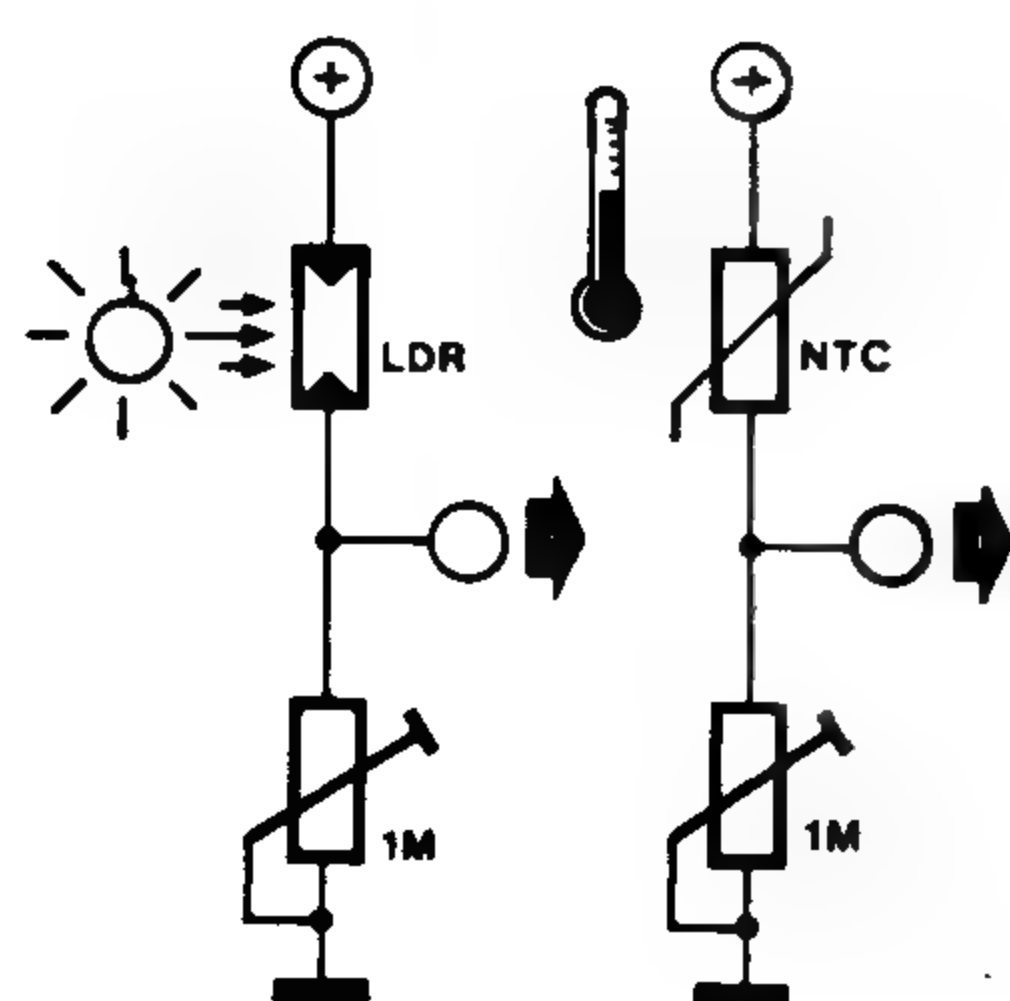
2



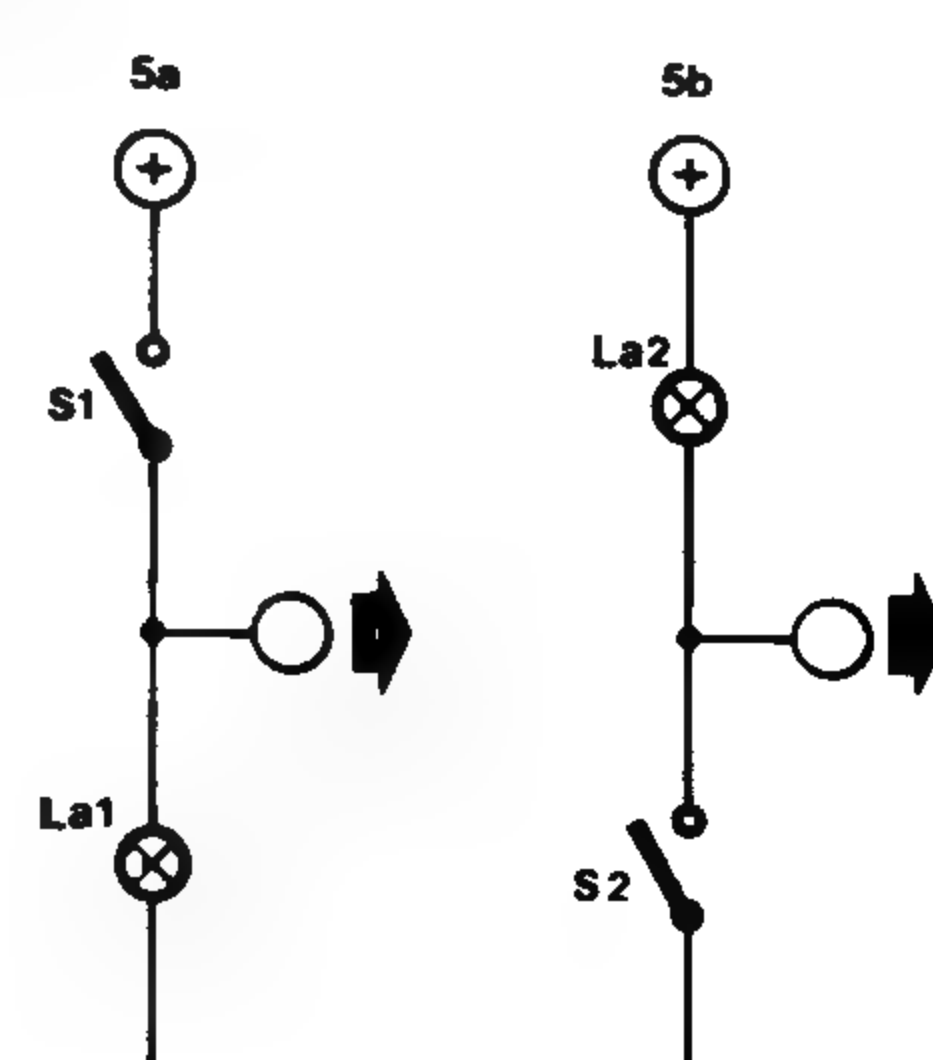
3



4



5



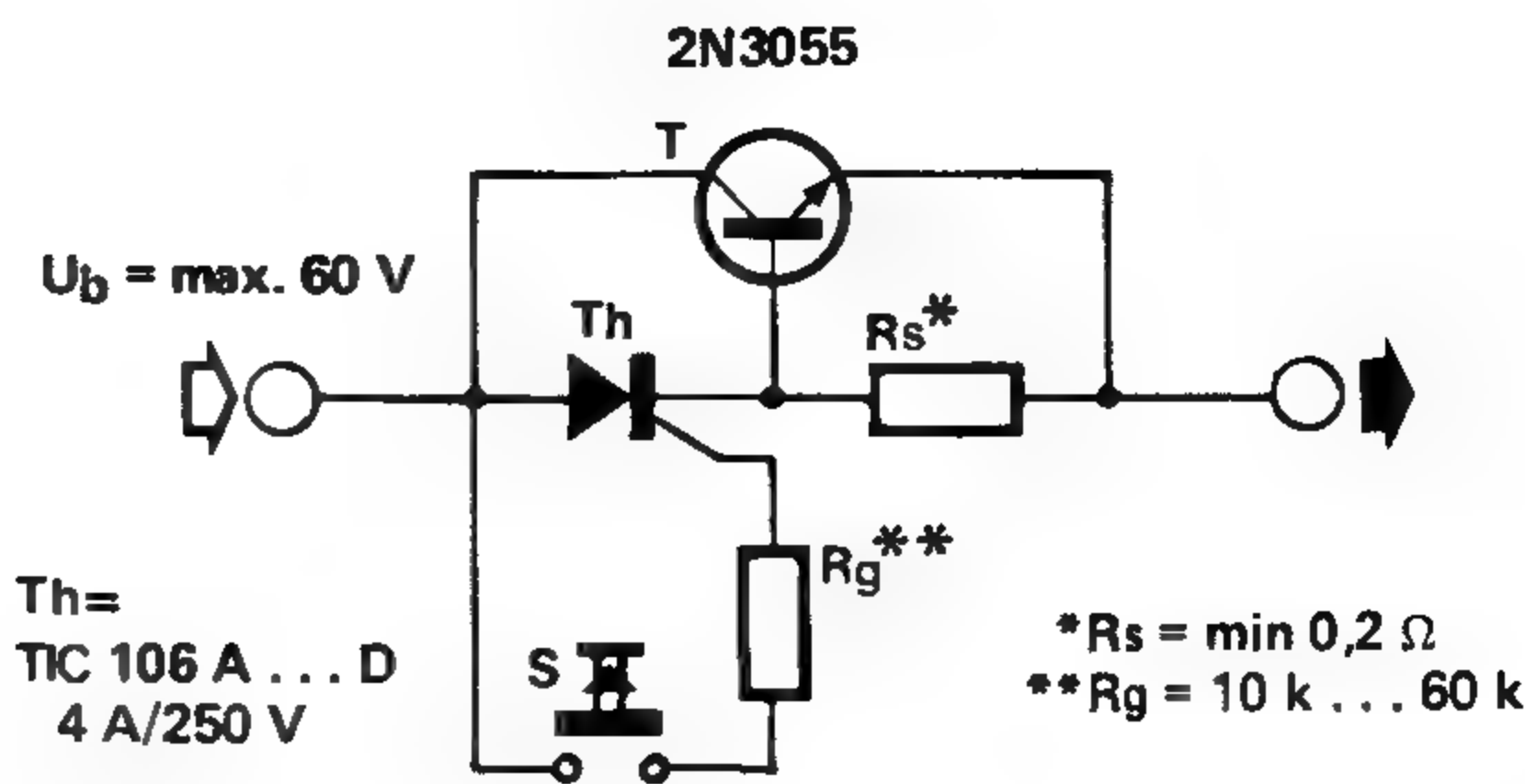
86

fusible electrónico

El fusible electrónico que presentamos en este artículo es un disyuntor de corriente continua. El tiristor (Th) entra en conducción al pulsar brevemente el botón S. El valor de la resistencia R_g debe ser aproximadamente de 1k por voltio de la tensión de alimentación. El pulsador puede ser liberado tan pronto como el tiristor entre en conducción (casi instantáneamente), ya que la corriente de ánodo sigue circulando aún sin tensión de control, hasta que disminuye bajo un cierto valor, conocido como «corriente de mantenimiento». Esto sucederá, por ejemplo, cuando la corriente sea desviada por otro camino, para lo cual se ha incluido el transistor T y la resistencia R_s . Teniendo en cuenta que la corriente que circula por el tiristor pasa también a través de la resistencia R_s , la caída en ésta hará conducir al transistor cuando dicha tensión sea mayor que el nivel de disparo del transistor. El valor de R (0,2 Ohmios mínimo) debe por tanto elegirse de forma que el pro-

ducto de la corriente máxima por R_s sea mayor que el nivel de disparo del transistor (aproximadamente 0,7V). Cuando el transistor T está saturado, la tensión base-colector disminuye, haciendo que la corriente del tiristor descienda por debajo del valor de mantenimiento, es decir se interrumpe el paso de corriente. En este momento la tensión en bornas de R_s desciende bajo el nivel de disparo del transistor T, con lo cual éste

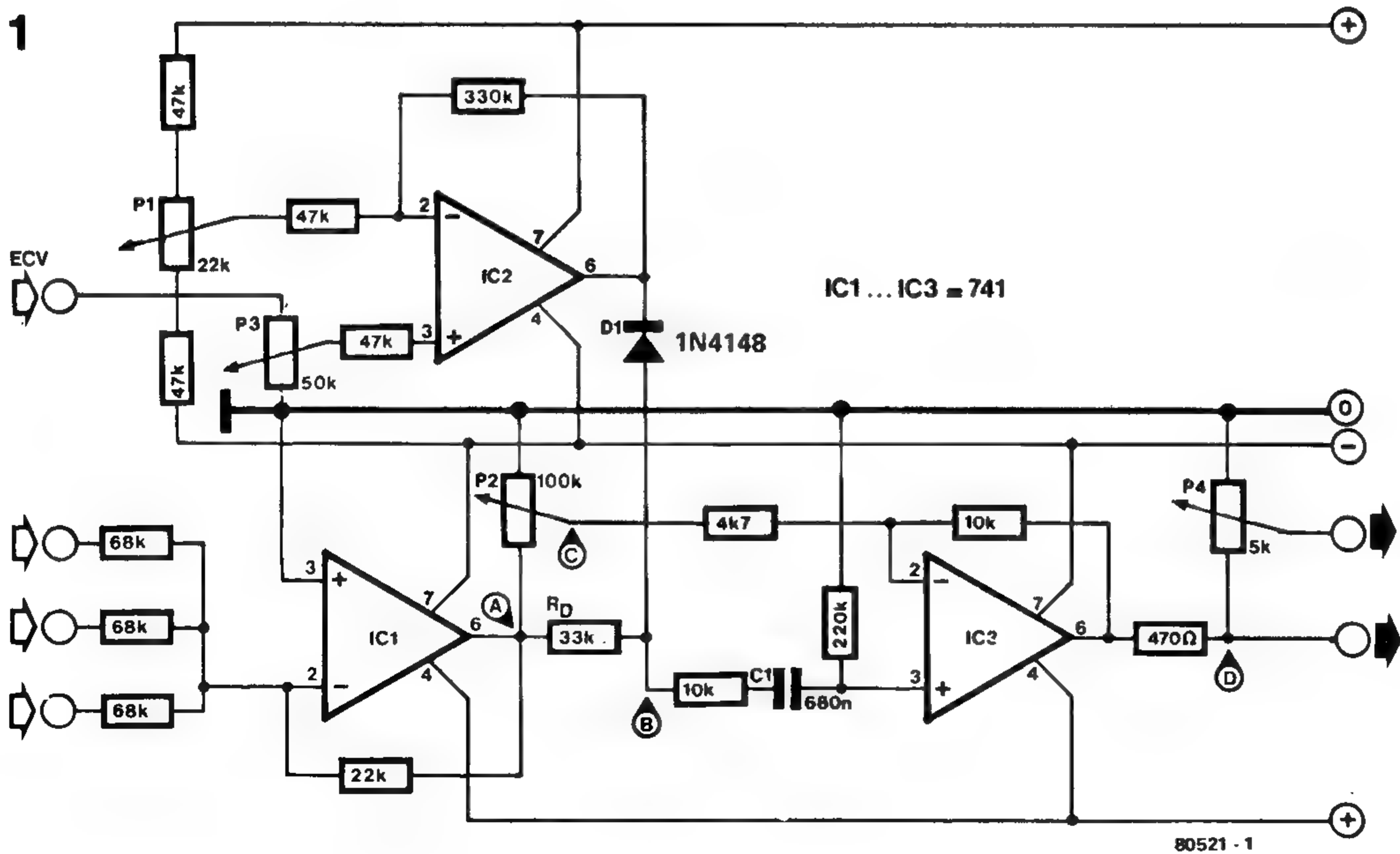
se corta, y por tanto se interrumpe la alimentación a la carga. La situación inicial puede ser restablecida simplemente pulsando el botón S (puesta a cero). Este fusible electrónico podrá ser incluido en la mayoría de las fuentes de alimentación, ya que la caída de tensión producida por el circuito es tan sólo de 1V.



80570

87

generador de armónicos controlados por tensión

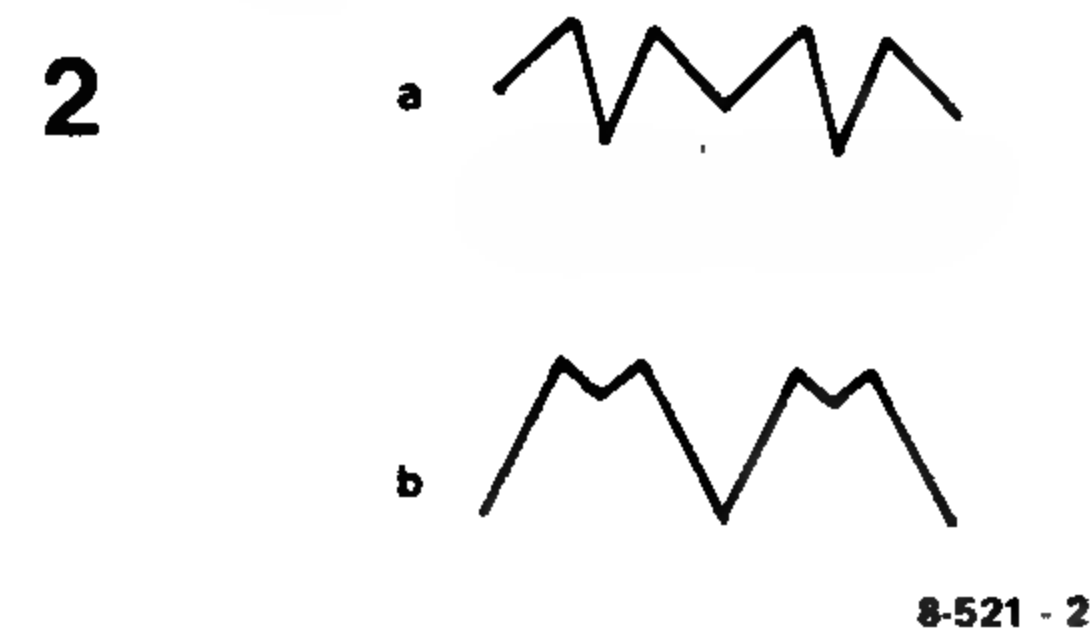


80521 - 1

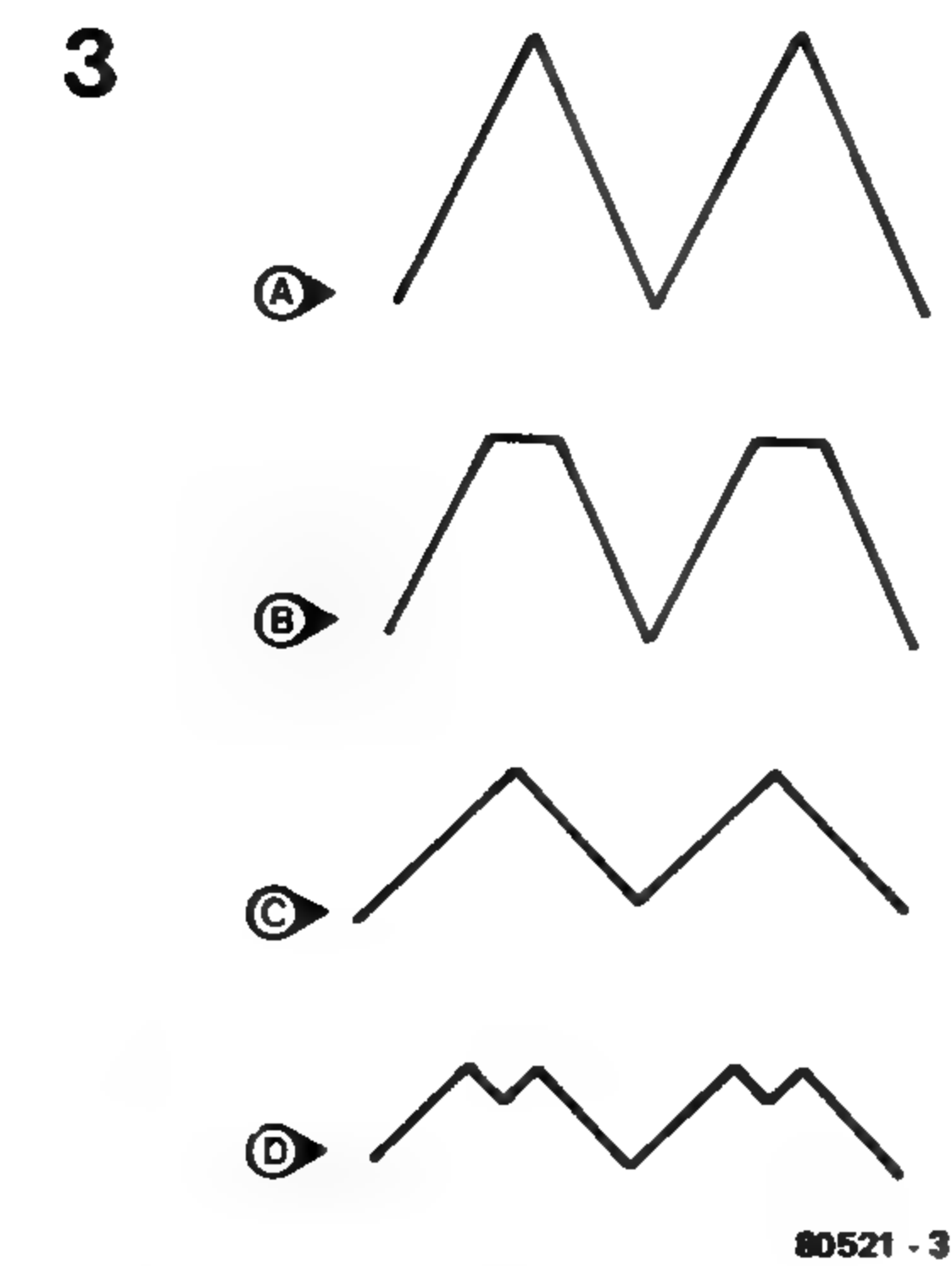
Un generador de armónicos controlados por tensión se revela un aparato particularmente útil como complemento para sintetizadores musicales, al igual que para los demás sistemas electrónicos de síntesis sonora. El circuito que se presenta en este artículo fue diseñado básicamente para funcionar con el sintetizador musical de

Elektor (el FORMANT), sin embargo, este circuito puede encontrar muchas otras aplicaciones; por ejemplo, como generador de armónicos para guitarra eléctrica. Siguiendo las características del FORMANT, este circuito incluye un mezclador de 3 entradas cuya sensibilidad nominal es de 2V_{pp}. Cuando el nivel de entrada es correcto la se-

ñal disponible a la salida del IC1 queda recortada por la red R_D y D1. El nivel de recorte puede ajustarse manualmente con la ayuda del potenciómetro P1, o a través de una tensión de control aplicada en la entrada de modulación ECV (generada por un oscilador de baja frecuencia —LFO—, por ejemplo). IC3 efectúa una sustracción entre



la señal recortada y la señal sin recortar. La señal de salida de IC3 depende del nivel de recorte preajustado mediante el potenciómetro P2. En la figura 2 aparecen las muestras de señal recogidas a la salida del circuito cuando en la entrada se introduce una señal triangular sin recortar de bajo nivel (2A) y de nivel elevado (2B). Las diversas formas de onda que se producen a lo largo del circuito se muestran en la figura 3, y se pueden clasificar de la siguiente forma:



- A: Señal de entrada.
- B: Señal recortada.
- C: Señal de entrada atenuada.
- D: Señal diferenciada (B-C) = señal de salida.

Si la señal triangular aplicada a la entrada del circuito es simétrica, el efecto producido por el generador de armónicos es el de un doblador de frecuencia. Si aplicamos a la entrada una onda cuadrada con modulación de anchura de impulso, podremos igualmente modularla en amplitud, modulando el nivel de recorte mediante una señal introducida en la entrada ECV. Cuando el circuito se utiliza junto con una guitarra eléctrica, el efecto producido es muy similar al «phasing» (utilizado por gran número de guitarristas). Por razones bastante evidentes, la tensión de alimentación debe ser precisa y convenientemente estabilizada.

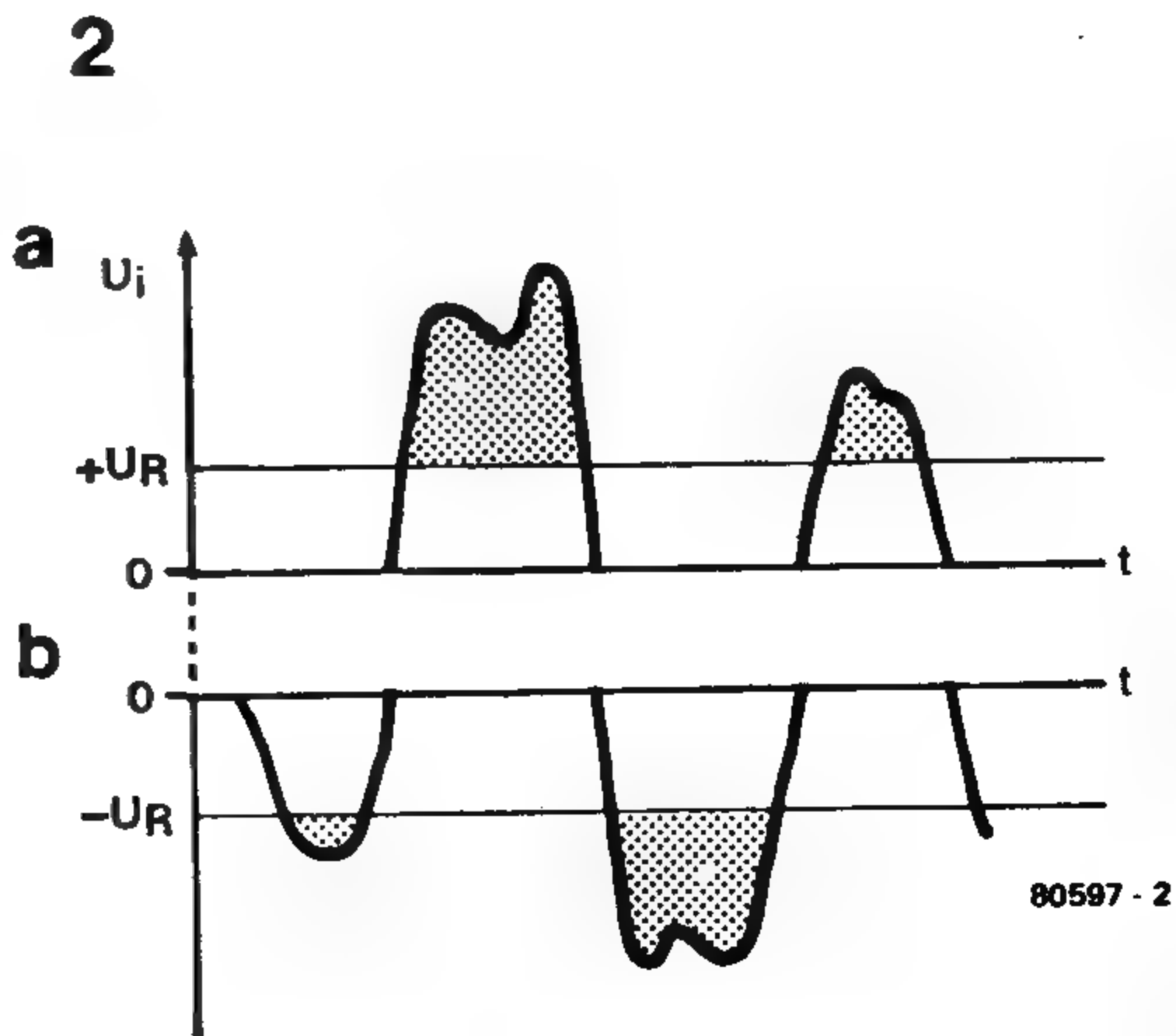
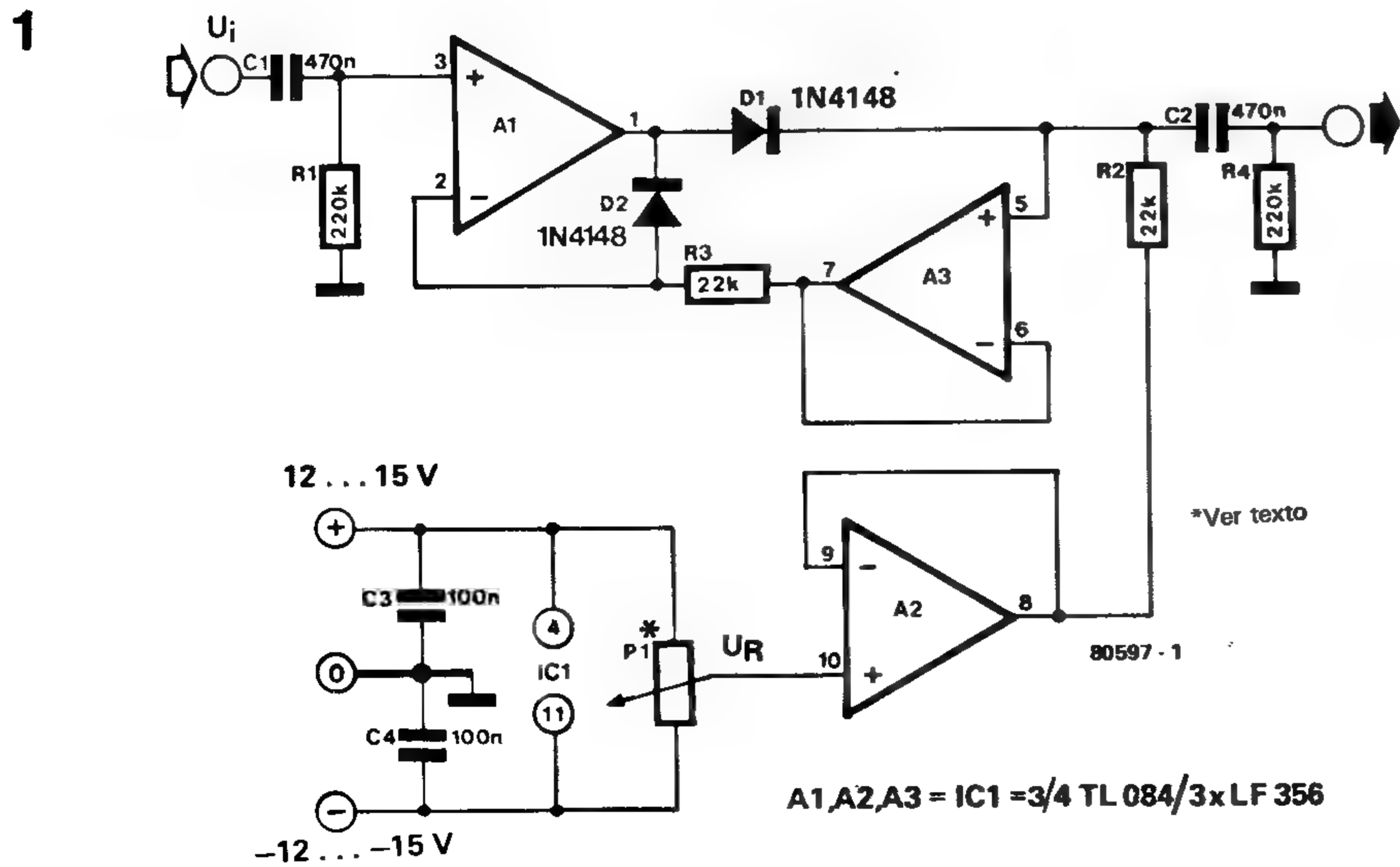
M. Bertuch.

88 | lente electrónica de aumento

El proceso de rectificación consiste normalmente en cambiar de fase el semiciclo negativo (durante la rectificación positiva) o el semiciclo positivo (durante la rectificación negativa) de una tensión alterna. La tensión de referencia de la señal resultante es 0V. Sin embargo, el nivel de referencia puede ser cualquier otro, ya sea positivo o negativo. Esto se consigue, obviamente subiendo o bajando el nivel de referencia. Un ejemplo de lo que acabamos de decir es el circuito mostrado en la figura 1. Se trata de un rectificador de precisión que permite pasar la totalidad de la señal de entrada, siempre y cuando ésta posea un nivel superior al de referencia U_R (figura 2a). Por supuesto también es posible efectuar una rectificación negativa (figura 2b); para ello todo lo que se requiere es cambiar la polaridad de los diodos D1 y D2. La tensión

de referencia se regula mediante el potenciómetro P1. El circuito trabaja con una excelente precisión hasta una frecuencia de 20kHz. ¿En qué se puede emplear un circuito de este tipo? En la práctica este circuito tiene múltiples aplicaciones; y una de ellas es la de «lente electrónica de aumento». Suponiendo que se desea observar en el osciloscopio una pequeña porción de una señal alterna, evidentemente será necesario incrementar la ganancia del osciloscopio para obtener la necesaria ampliación del área que nos interesa; pues bien aquí surge el problema, ya que aparte de la posible sobrecarga que pueda producirse, es bastante normal que la componente continua de la señal haga desaparecer por la parte superior de la pantalla la porción de señal que se desea observar, con lo cual todos nuestros esfuerzos se

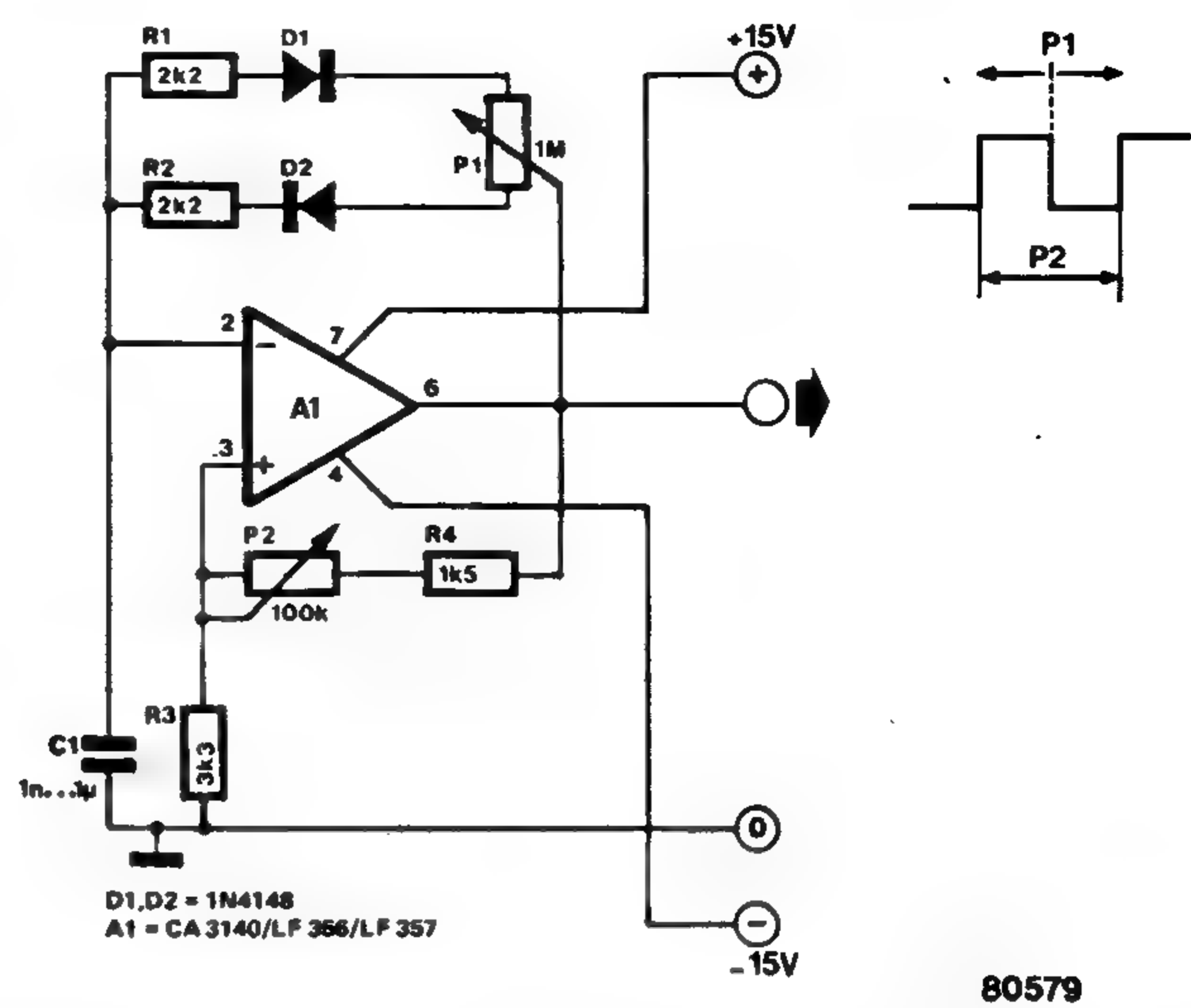
hacen inútiles. Una solución puede ser eliminar la componente continua, pero aún así puede resultar insuficiente. ¿Entonces por qué no inyectar únicamente la parte de señal en la que estamos interesados? Para conseguirlo utilizaremos un rectificador positivo con nivel de referencia ajustable de modo que éste quede justo por debajo de los picos de la señal. Si deseamos observar los picos negativos obviamente será preciso emplear un rectificador negativo. Para observar ambas áreas al mismo tiempo será preciso emplear dos rectificadores de este tipo (uno positivo y otro negativo). El valor de P1 puede variar entre 1k y 1M. Es importante que el nivel de referencia sea suficientemente preciso y estable, para así poder observar la señal sin parpadeos. Si fuera necesario se utilizará para P1 un potenciómetro de 10 vueltas.



89

generador de pulsos
de anchura variable

Este simple circuito puede encontrar gran cantidad de aplicaciones allí donde se requiera una anchura de impulso variable. El amplificador operacional A1 trabaja como generador de onda cuadrada y su frecuencia puede variarse mediante el potenciómetro P2. Asumiendo que la salida del amplificador operacional alcanza inmediatamente el nivel alto al dar tensión al circuito, se comprueba que parte de la tensión de salida llega a la entrada no inversora a través del divisor R4, P2, R3. Puesto que, en este momento C1 aún no está suficientemente cargado, la tensión en la entrada inversora será inferior que la de la entrada no inversora, motivo por el cual la salida permanecerá a nivel alto. Cuando la tensión en bornas del condensador alcanza el nivel adecuado, la tensión en la entrada inversora será mayor que la de la entrada no inversora, con lo cual la salida del operacional pasará a nivel bajo. En este momento el condensador C1 comienza a descargarse hasta que la tensión de la entrada inversora se hace inferior a la de la otra entrada, con lo que nuevamente la salida de A1 pasa a nivel alto.

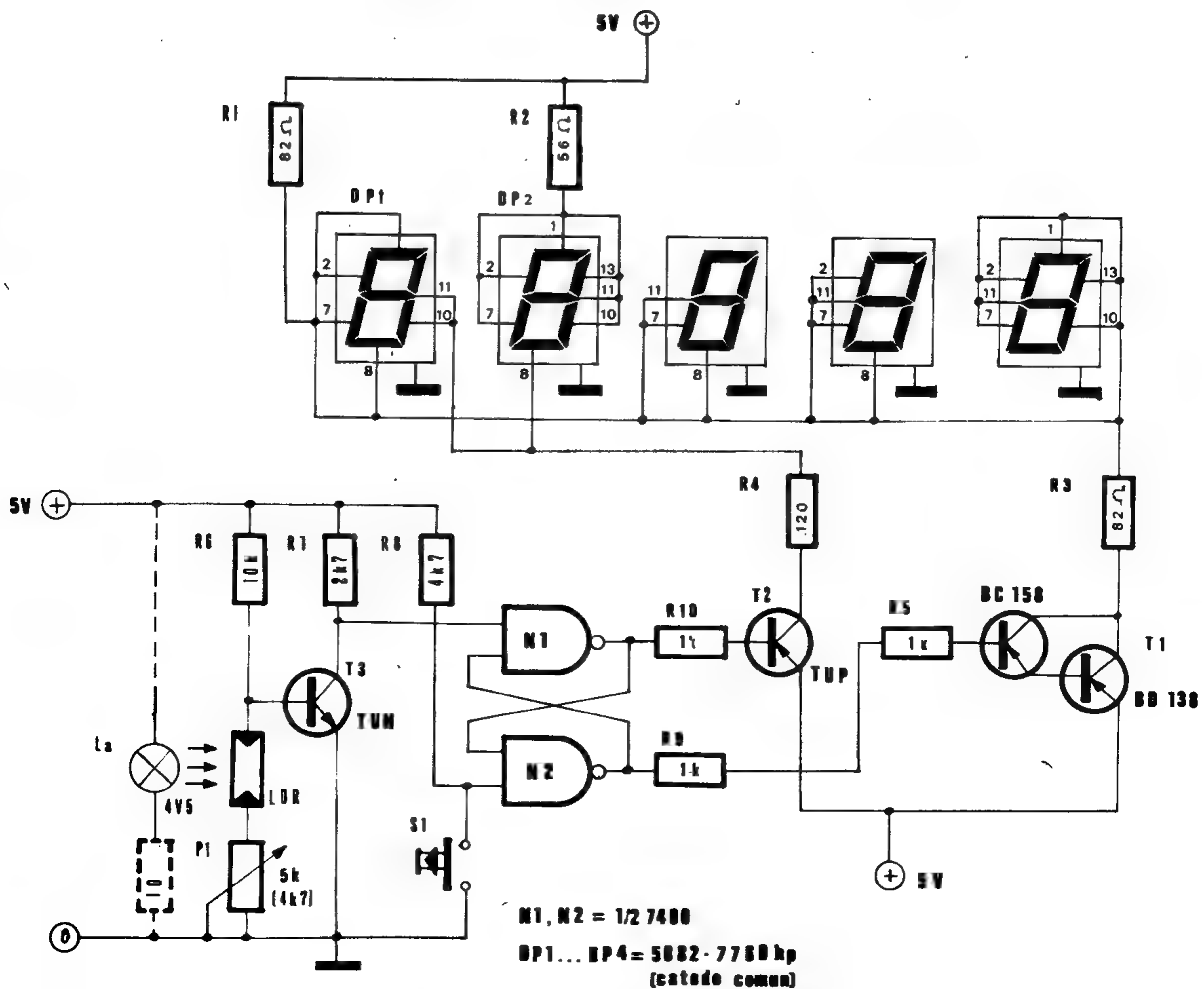


La relación del ciclo de trabajo (anchura de los impulsos) puede variarse mediante el potenciómetro P1, sin afectar para nada la frecuencia de la señal. Para que esto suceda, es preciso que el tiempo de carga del condensador sea diferente (mayor o menor) que el tiempo de descarga. El condensador

C1 se carga a través de P1, D2 y R2; y se descarga a través de la resistencia R1, D1 y P1. La suma de estas dos constantes de tiempo debe permanecer igual (sea cual sea la frecuencia) cuando se modifica el valor de P1 para variar la anchura del impulso.

90

indicador de llegada
del correo



¿Ha venido hoy el cartero? Esta cuestión es formulada a diario por millones de personas. Generalmente la respuesta se obtiene de una forma muy sencilla; ¡abriendo el buzón! Normalmente el buzón se encuentra en la planta baja de nuestra vivienda, de modo que un dispositivo que indique la llegada del correo, indudablemente puede resultar de gran utilidad.

Nuestro circuito indica, sobre 5 visualizadores de 7 segmentos, la necesidad de ir o no, a recoger el correo. El funcionamiento es el siguiente: en primer lugar el flip-flop formado por N1 y N2 se encuentra a nivel

lógico bajo, con lo cual entra en conducción el transistor T2, visualizando la palabra «NO». Cuando se interrumpe el rayo luminoso que incide sobre el LDR (al introducir una carta en el buzón), T3 conducirá por un breve instante y disparará el flip-flop. Como resultado, T2 quedará cortado y T1 entrará en conducción visualizando la palabra «Carta».

El circuito quedará en este estado hasta que se pulse el interruptor de puesta a 0 (S1), en cuyo momento este volverá a su estado inicial. Para obtener un mejor funcionamiento del circuito es aconsejable instalar la

lámpara y el LDR lo más cerca posible de la ranura del buzón.

Siguiendo las peticiones de un gran número de lectores, nuestros delirantes miembros del departamento técnico se encuentran trabajando sobre un dispositivo «detector de facturas», que automáticamente rechace el correo «indeseable» (es seguro que de llegar a realizar el circuito alcanzará gran popularidad).

W. Korell.

1

80580 - 1

2

80580 - 2

3

80580 - 3

Un circuito integrado y un condensador son los únicos componentes requeridos para obtener una medida del valor RMS de una tensión cualquiera. Con este montaje puede incorporarse una escala de corriente alterna a un simple medidor de corriente continua. En la figura 1 se muestra el circuito teórico/práctico. El AD536 está específicamente diseñado par calcular el valor RMS de una tensión alterna.

Por una parte, el valor del condensador C_{AV} determina la precisión de la medida en la gama de frecuencias inferiores, y por otra fija el tiempo requerido por el circuito para conseguir la precisión indicada.

En la figura 2 se muestra el gráfico relativo a los valores C_{AV} en función de la frecuencia y del error en la medida. Para un valor de 4 microfaradios y una frecuencia de 10 Hz el error introducido es del 0,1 por 100, mientras que para una frecuencia de 3Hz, éste aumenta al 1 por 100. El tiempo elegido para la medida podrá determinarse en el eje vertical derecho dela figura 2. Para 4 microfaradios el tiempo fijado será de 0,4 segundos. La elección de condensador estará sujeta por tanto a los requerimientos del

Especificaciones	AD 536J	AD 536K
precisión de la medida (con: $U_{in} = 7 V_{eff}$)	$\pm 5 mV \pm 0,5\%$	$\pm 2 mV \pm 0,29$
Gama de frecuencias		20 kHz
— para la precisión indicada		100 kHz
— $\pm 3 dB$ ancho de banda		50 V_{p-p}
tensión máxima de entrada U_{in}		10 V
Tensión de salida U_{out}		2 V
— $\pm 15 V$ alimentación		$\pm 3 \dots \pm 18 V$
— $\pm 5 V$ alimentación		16,7 k Ω
tensión de alimentación $\pm U_s$		
impedancia de entrada		

constructor: un corto intervalo de medida, un error reducido en las bajas frecuencias, o el término medio entre estas dos opciones. En la figura 3 se muestra el gráfico de la tensión mínima en la entrada en función de la frecuencia y de 3 diferentes porcentajes de error. A mayor valor de tensión RMS en la entrada, menor será el error introducido.

Este circuito no sólo trabaja con señales alternas, si no que puede perfectamente deter-

minar el valor RMS de una señal continua con componente alterna. Si únicamente se desea medir valores RMS y tensiones alternas, deberá conectarse un condensador en serie con la entrada (el circuito empieza a complicarse un poco). Es posible desacoplar la alimentación del circuito integrado añadiendo un condensador de 100nF de tipo cerámico (¡compruebe el resultado!).

Nota de aplicaciones de Analog Devices.

92

limitador dinámico de ruido perfeccionado

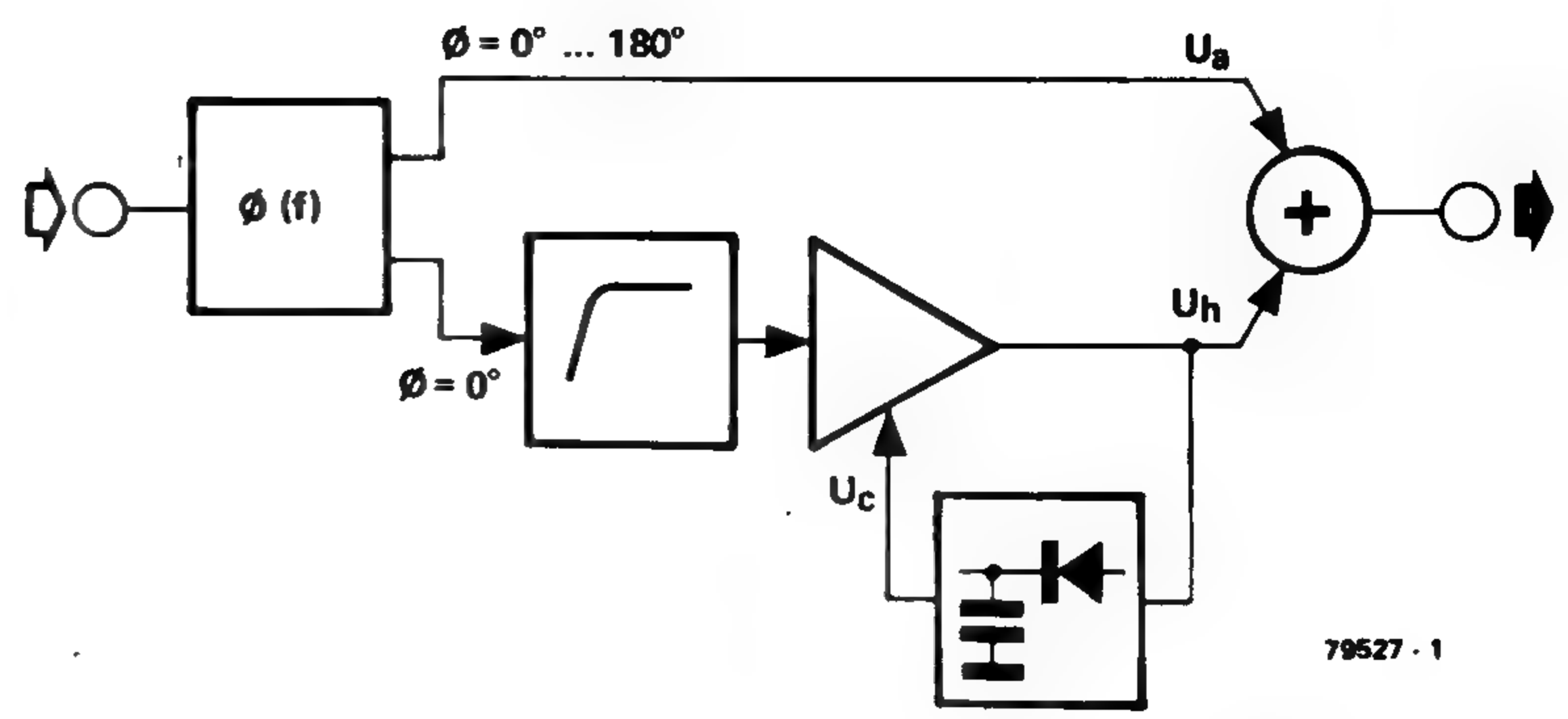
El limitador dinámico de ruido (DNL = Dynamic Noise Limiting), es el sistema de reducción de ruido desarrollado por Philips, particularmente útil y efectivo en las grabaciones efectuadas con magnetófonos a cassette. Como su nombre indica, se trata de un sistema dinámico, es decir, la supresión del ruido sólo se produce cuando éste se muestra más inoportuno (en los pasajes musicales de menor intensidad). El sistema aprovecha igualmente un efecto de tipo sicoacústico interesante: durante los pasajes de menor intensidad se introduce una mayor atenuación en las componentes de alta frecuencia de la señal musical, mientras que en los pasajes «fuertes», la señal queda casi intacta. El DNL que publicamos en este artículo, se basa en este fenó-

meno (atenuar las altas frecuencias en los pasajes débiles).

El circuito que se describe en este artículo es una versión modernizada de los primeros circuitos DNL. Su ventaja más significativa respecto a los anteriores, consiste en atenuar de forma variable (continuamente) las altas frecuencias.

El diagrama sinóptico de la figura 1 ilustra claramente el funcionamiento del circuito. La señal de entrada se lleva a un desfaseador, que proporciona dos señales de salida. La primera de ellas, U_a , es exactamente igual a la señal de entrada (en lo que se refiere a la amplitud), pero sufre un desfase en función de la frecuencia, que varía, de 0° (para las bajas frecuencias) hasta 180° (altas frecuencias). La segunda señal posee la misma amplitud y fase que la de entrada, y se aplica a la entrada de un filtro paso-alto y a continuación se lleva a una etapa amplificadora. La ganancia de este amplificador viene determinada por la señal de corrección U_c , obtenida mediante una rectificación de los picos de la señal de salida del amplificador. Con este proceso se obtiene una comprensión/limitación dinámica de las componentes de alta frecuencia, es decir, mediante un amplificador de ganancia variable se consigue que las señales de alta frecuencia posean un nivel uniforme, sea cuál sea la amplitud de entrada. La salida de este amplificador U_h (sin desfasar) se suma con la señal de entrada U_a (con desfase variable). Puesto que el desfase es función de la frecuencia, las componentes de alta frecuencia de ambas señales tenderán a anularse. Sin embargo, debido al efecto de limitación introducido por la etapa amplificadora, la amplitud de la señal de salida será muy superior que la de la señal de ruido (altas frecuencias). La reducción de ruido es, por tanto, más notable en las señales de bajo nivel que en los pasajes fuertes.

1



En la figura 2 se muestra el circuito completo del DNL. El transistor T1 trabaja como etapa desfasadora variable en función de la frecuencia, mediante la combinación de las señales de colector ($\Phi = 180^\circ$) y emisor ($\Phi = 0^\circ$), a través de P2 y C4. El filtro paso-alto está constituido en torno al amplificador operacional A1. Este filtro es del tipo Butterworth de tercer orden, y su frecuencia de corte es de 5,5kHz. La salida del filtro se ve sometida a una amplificación/limitación mediante A2. P1 varía la ganancia de A2, y con ello la sensibilidad del circuito.

El detector de crestas se compone de 4 diodos conectados en serie, con lo que la señal de control U_c , sólo estará presente en la entrada cuando ésta sobrepase un cierto nivel. El transistor FET T2, trabaja como atenuador controlado por tensión en el bucle de realimentación de A2. El potenciómetro P3, junto con R19 y C14, se encarga de efectuar la suma de las señales U_a y U_h . Se puede inhibir el funcionamiento del

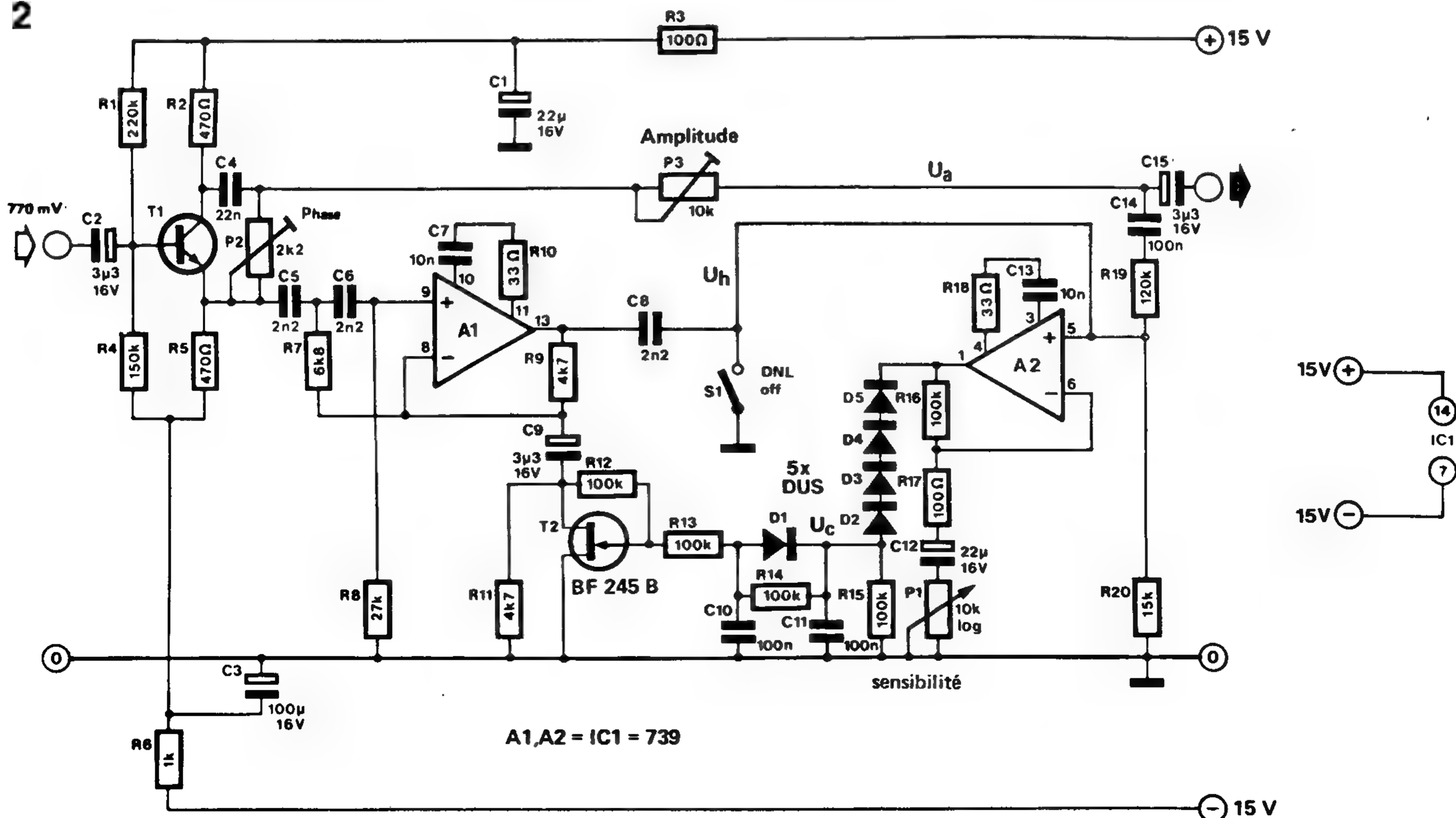
circuito DNL mediante el interruptor S1, que simplemente, cortocircuita a masa la señal U_h .

Durante el período de construcción ha de tenerse especial cuidado en mantener la señal de salida del amplificador operacional A2 separado algunos centímetros de los hilos que conducen la señal de salida, con el fin de evitar toda posibilidad de intermodulación.

Para ajustar el circuito se introducirá en su entrada un generador de ruido (tal como el que se produce en un sintonizador de FM, en ausencia de emisoras), y se ajustarán los potenciómetros P2 y P3 hasta obtener la máxima atenuación. El funcionamiento óptimo del circuito se obtiene cuando el nivel de la señal de entrada es de 0dB (770mV RMS), sin embargo, puede emplearse con señales de diferente nivel.

R.E.M. van den Brink.

2



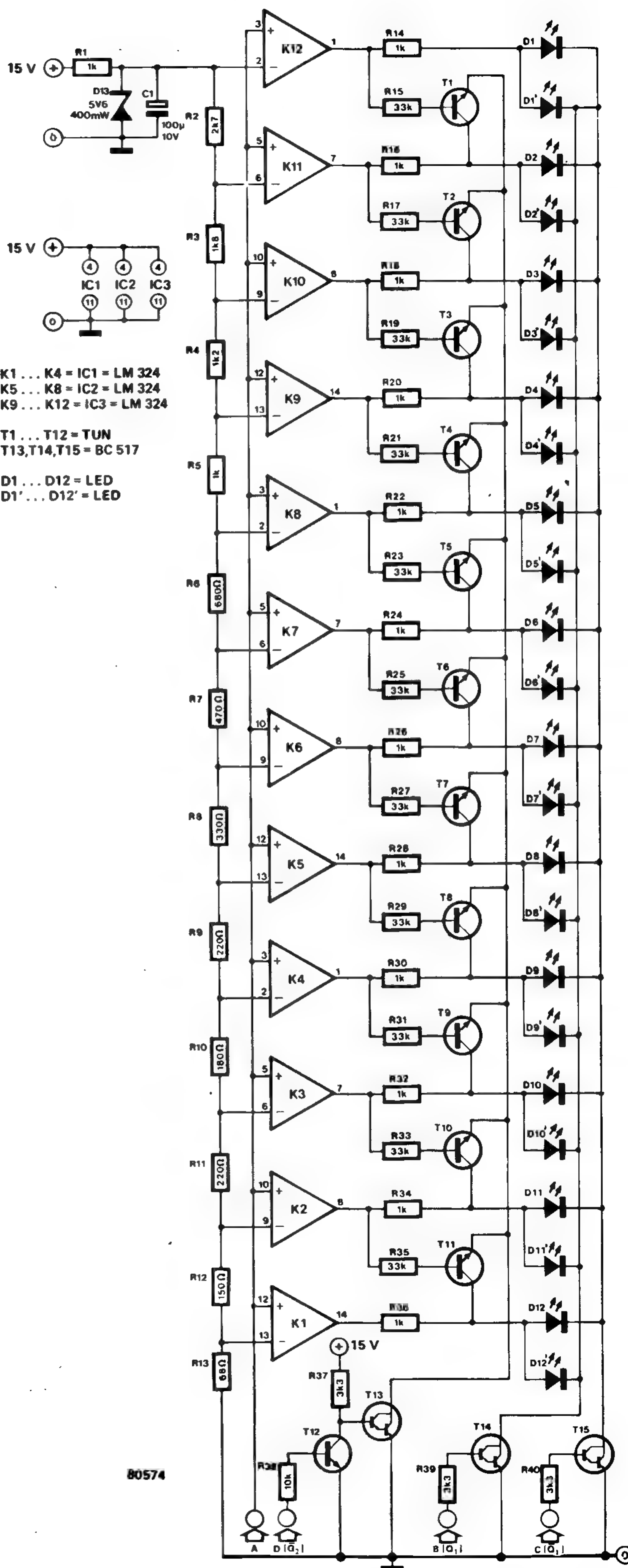
93 | super visualizador multifunción con diodos LED

Este visualizador puede emplearse en multitud de aplicaciones, por ejemplo en tacómetros, indicadores de modulación para amplificadores, voltímetros, etc. El circuito se compone por 2 filas de 12 LEDs y sus correspondientes etapas de control, las cuales son gobernadas por 3 señales lógicas y 1 señal analógica. Las 3 señales lógicas determinan el encendido de cada una de las filas de LEDs y el formato de encendido (encendidos en hilera o uno solo). La señal analógica de entrada se compara continuamente con un cierto número de tensiones de referencia obtenidas de la fuente de alimentación. Cuando la señal de entrada sea superior a las tensiones de referencia, la salida del amplificador operacional correspondiente pasará a nivel alto, encendiendo el LED conectado a su salida (suponiendo que T14 ó T15 están conduciendo). Es importante evitar que estos transistores entren en conducción a la vez, ya que de lo contrario podría circular una corriente excesiva por los amplificadores operacionales.

Si por ejemplo, la tensión de entrada de K6 (patilla 9) es superior al nivel de referencia, las salidas de K1...K6 pasarán a nivel alto, quedando el resto a nivel bajo (K7...K12). Cuando la entrada B está a nivel alto y la entrada C a nivel bajo, el transistor T14 entrará en conducción, permitiendo el encendido de los LEDs D7'...D12'. Cuando la entrada B esté a nivel bajo y C a nivel alto, conducirá T15, y se encenderán los LEDs D7...D12. Cuando el transistor T13 entra en conducción (entrada D a nivel bajo) los transistores T7...T11 quedarán cortados, con lo cual los LEDs D8...D12 (ó D8'...D12') quedarán cortocircuitados, y sólo podrá encenderse el diodo D7 (D7'), —medida fija—.

Si se cambia rápidamente de una a otra fila de LEDs y simultáneamente se introducen dos señales analógicas conmutadas a la entrada con el mismo ritmo que las señales B y C, parecerá como si dos filas de LED se encendieran independientemente, excitadas por señales analógicas igualmente independientes. Este circuito puede aportar un notable ahorro en la realización de un indicador de modulación para un amplificador estereofónico (dos canales) puesto que se utiliza el mismo circuito de control para ambas filas de LEDs.

H. Bürke



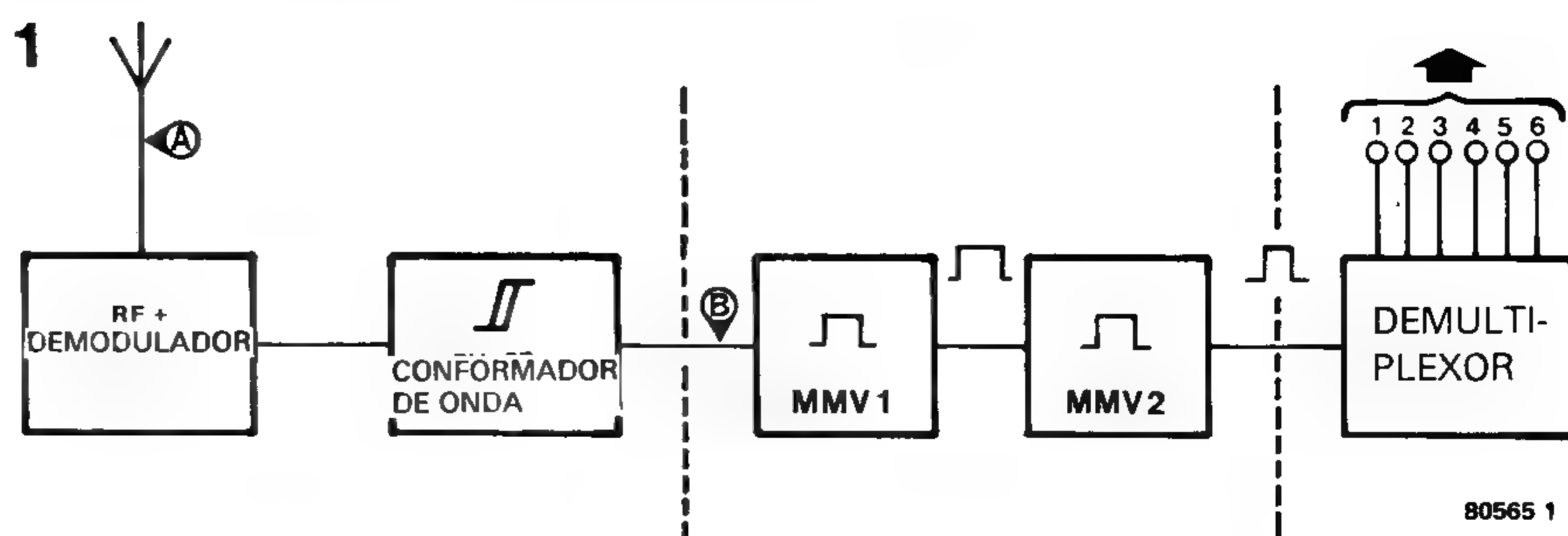
94 sistema anti-interferencia para telemandos

Los parásitos debidos a las interferencias constituyen un verdadero problema para los receptores de telemandos. En algunos casos puede traer fatales consecuencias para el dispositivo bajo control, sobre todo si se trata de una maqueta de avión. Para evitar estos inconvenientes puede realizarse un circuito de protección eficaz, con tan sólo dos simples multivibradores monoestables. En la figura 1 se muestra el diagrama de bloques que representa la idea de base, y en la figura 2 se muestra el circuito anti-interferencia completo.

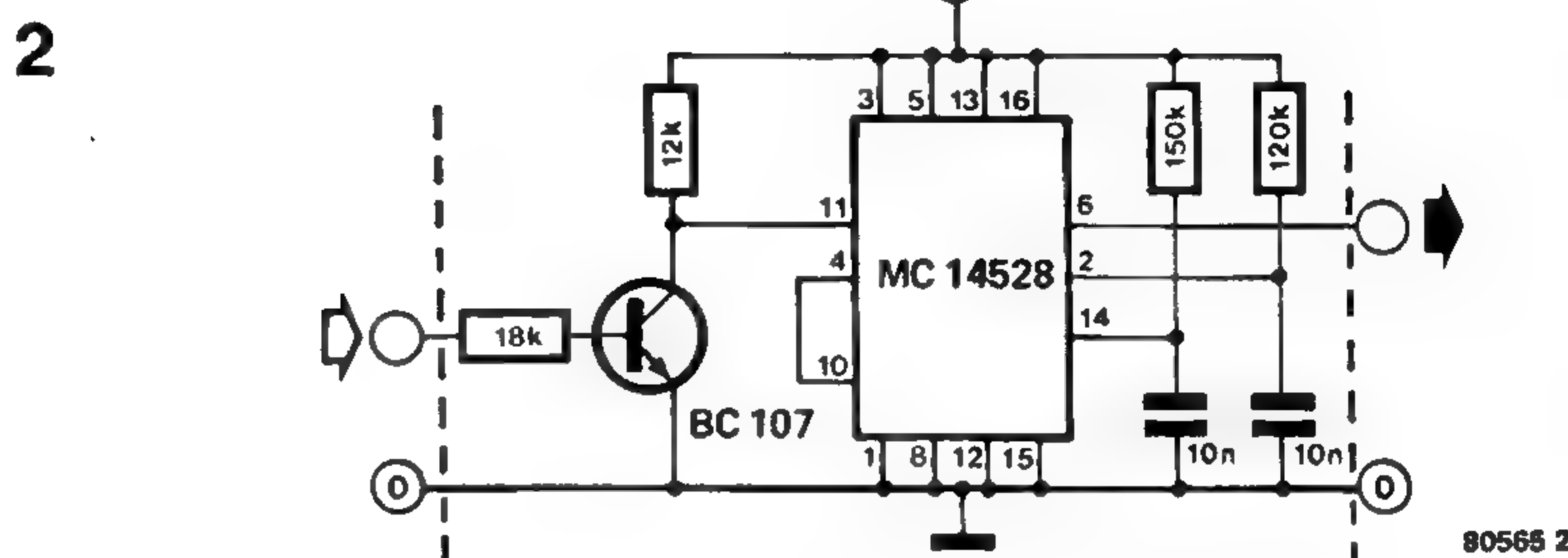
Dicho circuito se conectará a la salida del receptor (RF + demodulador), entre el conformador de impulsos (pulse shaper) y el registro de desplazamiento (demultiplexor).

En un sistema convencional, las interferencias cuyo nivel alcance el 10...30 por 100 de la señal útil, son suficientes para perturbar por completo el funcionamiento de los servos. La «susceptibilidad a las interferencias» de un cierto receptor, depende en gran medida de su velocidad de respuesta. Cuanto más rápida sea ésta, mayores serán los errores de transmisión introducidos por el receptor. En general, el final de la «salva» (burst) del emisor, puede considerarse el período más sensible. Como se muestra en la figura 3, los transitorios de interferencia que aparecen tras la extinción de la portadora del emisor, provocan una tendencia a prolongar la duración del impulso en la salida del circuito conformador de señales (MMV1 de la figura 1). Sin embargo, MMV2 de la figura 2, no es de tipo rearmable. Este circuito genera un breve impulso seguido de «un tiempo muerto» de considerable duración.

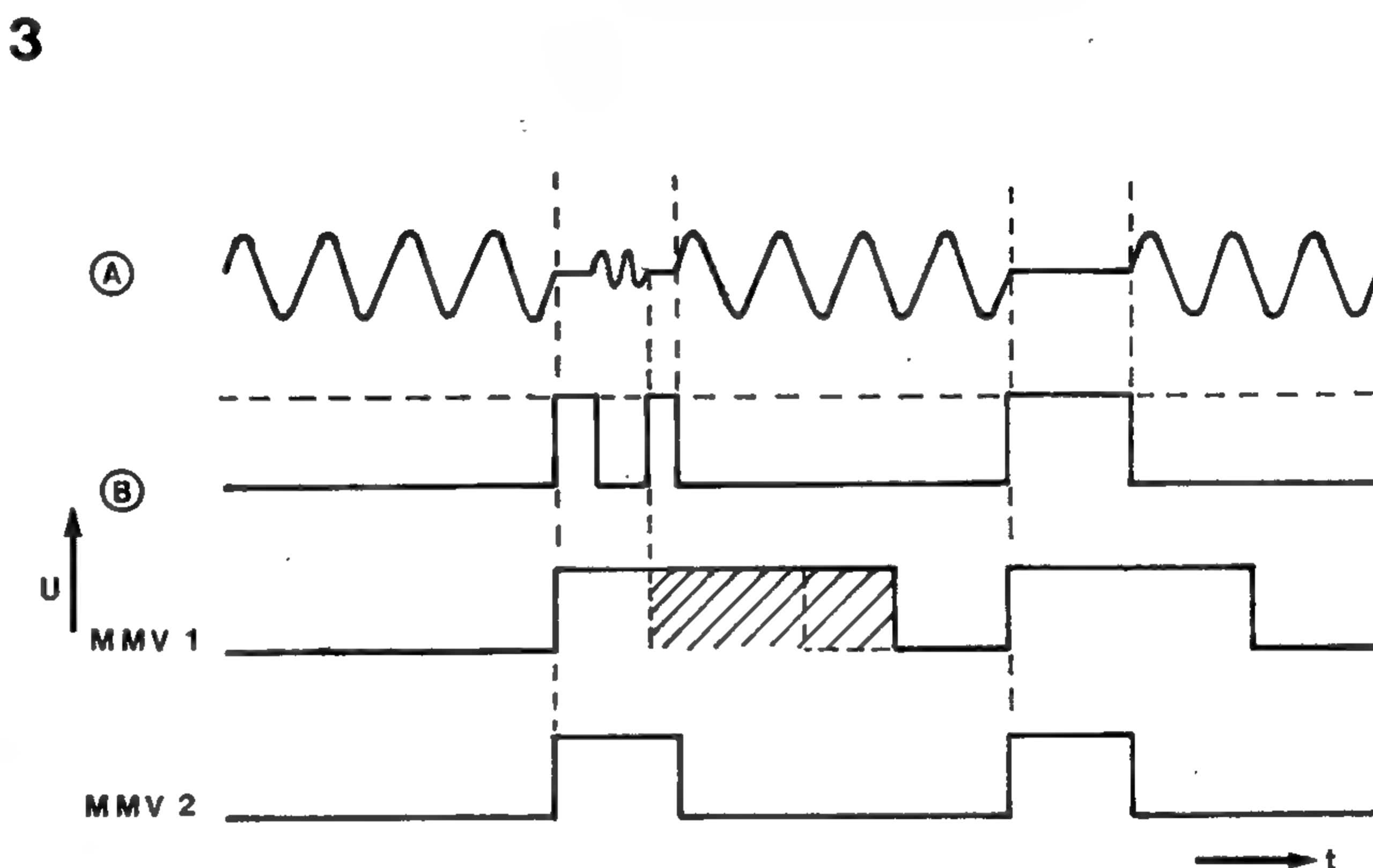
Este segundo monoestable se dispara con el flanco positivo del primero, con lo cual se reconstruye la señal de control original, ignorando todos los parásitos producidos después de la extinción de la portadora emitida. Si la interferencia se prolonga por más tiempo de lo normal, MMV1 permanecerá disparado y de esta forma no se podrán producir más impulsos que exciten la entrada de MMV2, es decir su salida permanece en el mismo estado que antes de producirse la interferencia (los servos quedan en la misma posición). Obviamente esta no es la solución ideal, sin embargo es mejor que ver cómo nuestro costoso modelo reducido inicia una serie de maniobras totalmente in-



80565 1



80565 2



80565 3

congruentes. La longitud del impulso generado por MMV1 deberá ser aproximadamente doble al impulso enviado por el emisor. La duración del impulso del segundo multivibrador es menor crítica; un valor cualquiera comprendido entre 0,2 y 0,5 ms. es aceptable.

El circuito mostrado en la figura 2 es un ejemplo práctico de lo dicho anteriormente, si bien los valores de los componentes

experimentarán una ligera variación de un sistema a otro. No podremos dar el circuito definitivo (valores estandar para todos los telemandos), hasta que los fabricantes no se decidan a normalizar sus productos. Sin embargo el principio de base descrito sigue siendo válido para todos aquellos sistemas de telemando que funcionen en modulación de amplitud.

A. Stampfl.

95 programador de PROM

Cada vez con más frecuencia las memorias programables de sólo lectura (PROM) están ocupando un lugar destacado en los diseños de circuitos electrónicos. Desafortunadamente, los equipos de programación para este tipo de memorias se mantienen todavía a un precio elevado, lo cual es particularmente graboso para los no profe-

sionales de la electrónica. Por otra parte, los severos requerimientos de programación de las citadas memorias, es otro de los factores que contribuye a desanimar a los posibles utilizadores de las PROM. Estos problemas se resolverán fácilmente con el circuito que a continuación describimos. Este montaje está diseñado para programar

las conocidas memorias 82S23, cuya organización interna es de 32 x 8 bit (también pueden programarse las 82S123, si bien éstas poseen una salida tri-estado).

Las señales generadas por el circuito cumplen las especificaciones indicadas por el fabricante, tal como se muestra en la figura 1. La señal V_{cc} es la tensión de aliment-

La dirección de programación se elige mediante cinco interruptores (S3...S7). La selección del bit que se desea programar se efectúa mediante el interruptor de 8 posiciones S1. Cuando el circuito se conmuta



El circuito completo del programador de PROM se muestra en la figura 3. El integrado IC6 representa la memoria que se desea programar. El generador de reloj está formado en torno a la puerta N4, mientras que

IC3 es el contador citado anteriormente. La célula R21, R22 y C8, asegura la puesta a 0 del contador al conectar el circuito a la fuente de alimentación. El transistor T1 proporciona una corriente constante que es controlada por FF2 y se emplea para generar las señales de programación. El transistor T2 y FF3, conmutan la salida de la fuente de corriente. El tiempo de subida de



la tensión de programación V_a viene determinado por los valores de R26, R27 y C5; en el circuito este tiempo es de aproximadamente 20 microsegundos. La tensión de alimentación de la memoria está bajo el control del transistor T4 y FF2. La entrada de validación de la memoria se controla mediante FF4 y T5.

La placa de circuito impreso y la disposición de componentes del programador de PROM se muestran en la figura 4. Si se dispone de un frecuencímetro, se podrán eliminar los componentes R28...R30, T7, D7 y C10 (situados en el interior de la línea de trazos de la línea 3). La misión de los citados componentes es proporcionar un ajuste preciso de la frecuencia mediante un simple multímetro.

Veamos a continuación el ajuste de circuito. La conexión marcada como «A-B» entre la fuente de corriente y el transistor T2 quedará desconectada, así como (temporalmente el condensador C8 cortocircuitado. A continuación se conecta un multímetro en la salida C, y se ajusta el potenciómetro P2 hasta obtener una lectura de 5V. Se deberá utilizar un multímetro de bobina móvil (no digital) puesto que éstos miden el valor medio de la tensión. Los lec-

Lista de componentes

Resistencias:

R1 = 18 Ω
 R2, R4 . . . R11, R18, R19, R20,
 R25, R26, R27, R30 = 10 k
 R3 = 390 Ω
 R12 . . . R16, R24 = 5k6 . .
 R17 = 270 Ω /1 W
 R21 = 1 M
 R22 = 560 k
 R23 = 4k7
 R28, R29 = 1 k
 P1 = 2k5 potenciómetro ajustable
 P2 = 25 k potenciómetro ajustable

Condensadores:

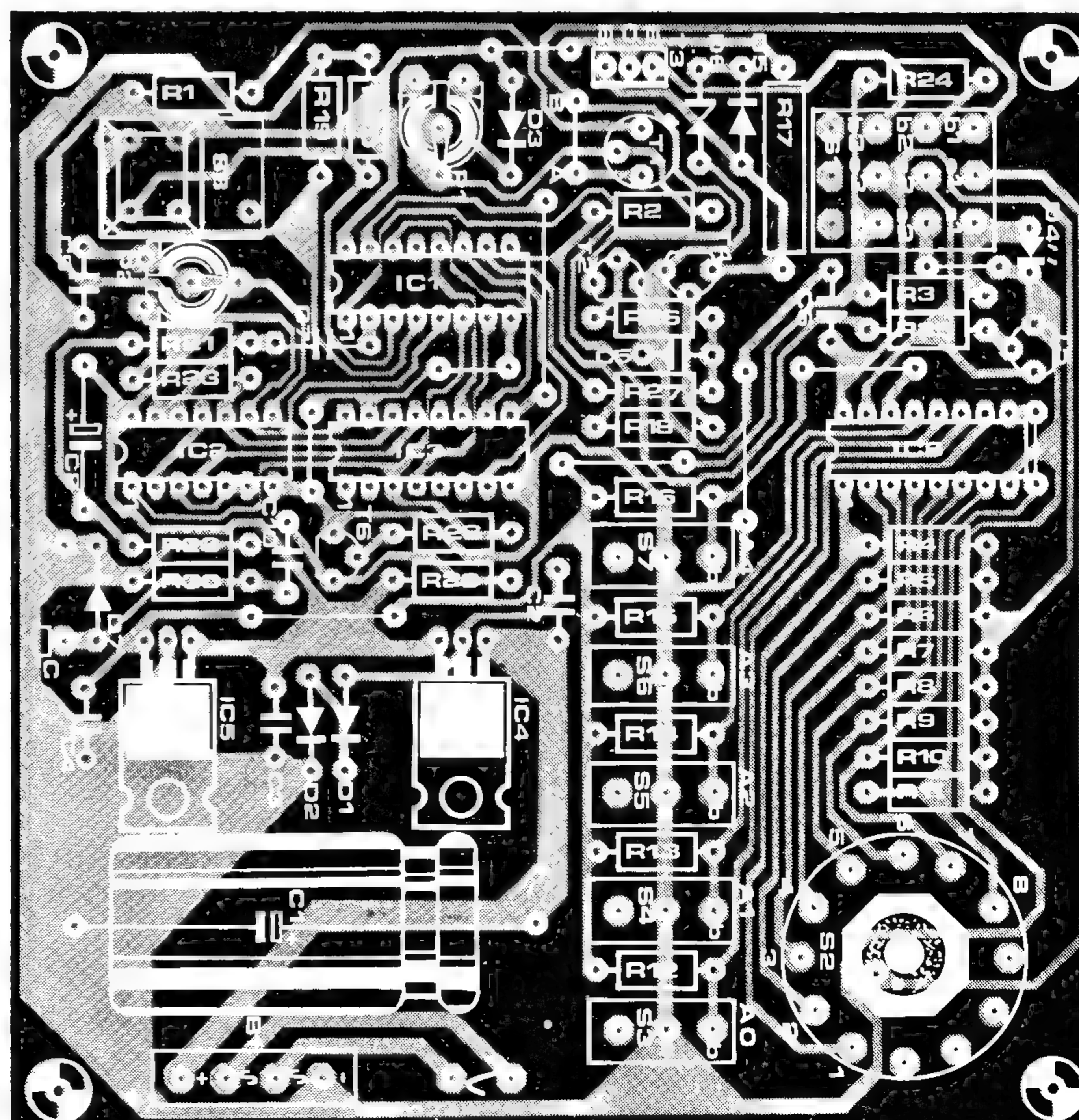
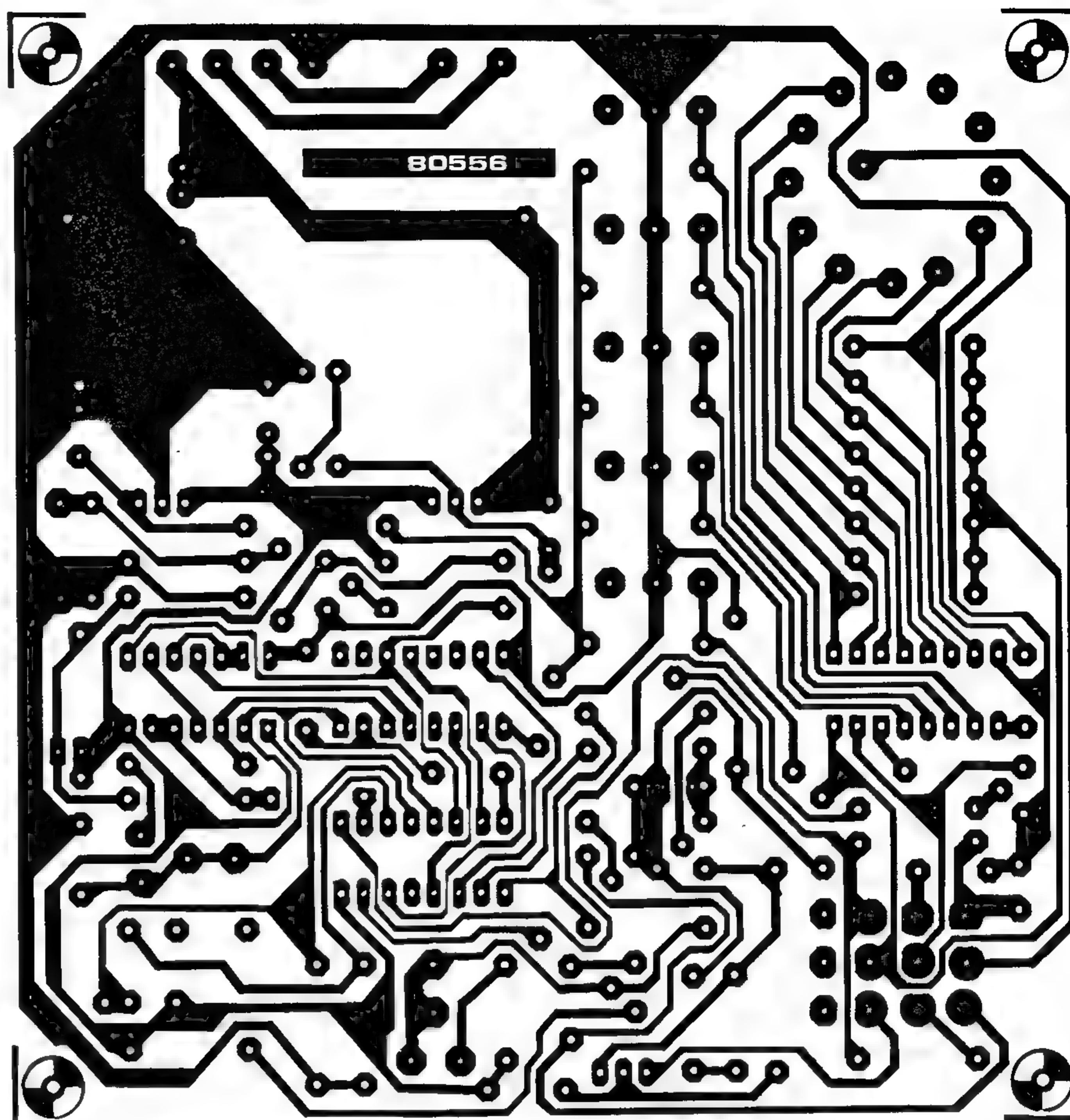
C1 = 1000 μ /40 V
 C2, C3, C4 = 100 n
 C5 = 8n2
 C6, C9 = 10 n
 C7 = 1 n
 C8 = 1 μ /25 V
 C10 = 47 n

Semiconductores:

IC1 = 4043 B
 IC2 = 4093 B
 IC3 = 4017 B
 IC4 = 7815
 IC5 = 7805
 IC6 = 82S23
 B = B40C1000
 D1, D2, D3, D5, D7 = DUS
 D4 = LED
 D6 = 10 V/400 mW zener
 T1 = BC 160 - 16
 T2, T4, T5 = TUN
 T3 = BD 139
 T6 = TUP

Varios:

S1 = interruptor de 2 posiciones 2 circuitos
 S2 = interruptor de 8 posiciones
 S3 . . . S7 = pulsadores (digitast)
 Tr = transformador de 18V/0,25A



tores que posean un frecuencímetro realizarán el ajuste de P2 de forma mucho más sencilla; para ello conectarán el frecuencímetro a la salida de la puerta N4 y ajustarán P2 hasta obtener una frecuencia de 10kHz. Seguidamente se preparará el multímetro para medir corriente, conectando en serie con las puntas de prueba una resistencia de 180 Ohmios/0,5W. Hecho esto se ajustará el potenciómetro P1 hasta obtener una lectura de 50mA entre el colector de T1 y masa. Durante la programación la

corriente en este punto será de 65mA (de nuevo nos referimos al valor medio). Una vez calibrado el circuito se eliminará el cortocircuito del condensador C8 y se restaurará la conexión entre los puntos A y B. El funcionamiento del programador es muy sencillo; únicamente habrá de tenerse un cierto cuidado al insertar la PROM en su zócalo. Esta operación se deberá hacer con la tensión de alimentación desconectada y con el interruptor S1 en la posición «a» («control»). Como se dijo anteriormente la

dirección de programación se elegirá mediante los interruptores S3...S7, mientras que el bit a programar con S2. Para comenzar la programación se pulsará brevemente S8 mientras que S1 permanece en la posición «b». Para finalizar explicaremos la misión del LED D4. Cuando el circuito está conmutado en modo lectura éste LED indica la información grabada en la memoria (encendido cuando hay un 1 y apagado cuando hay un 0).

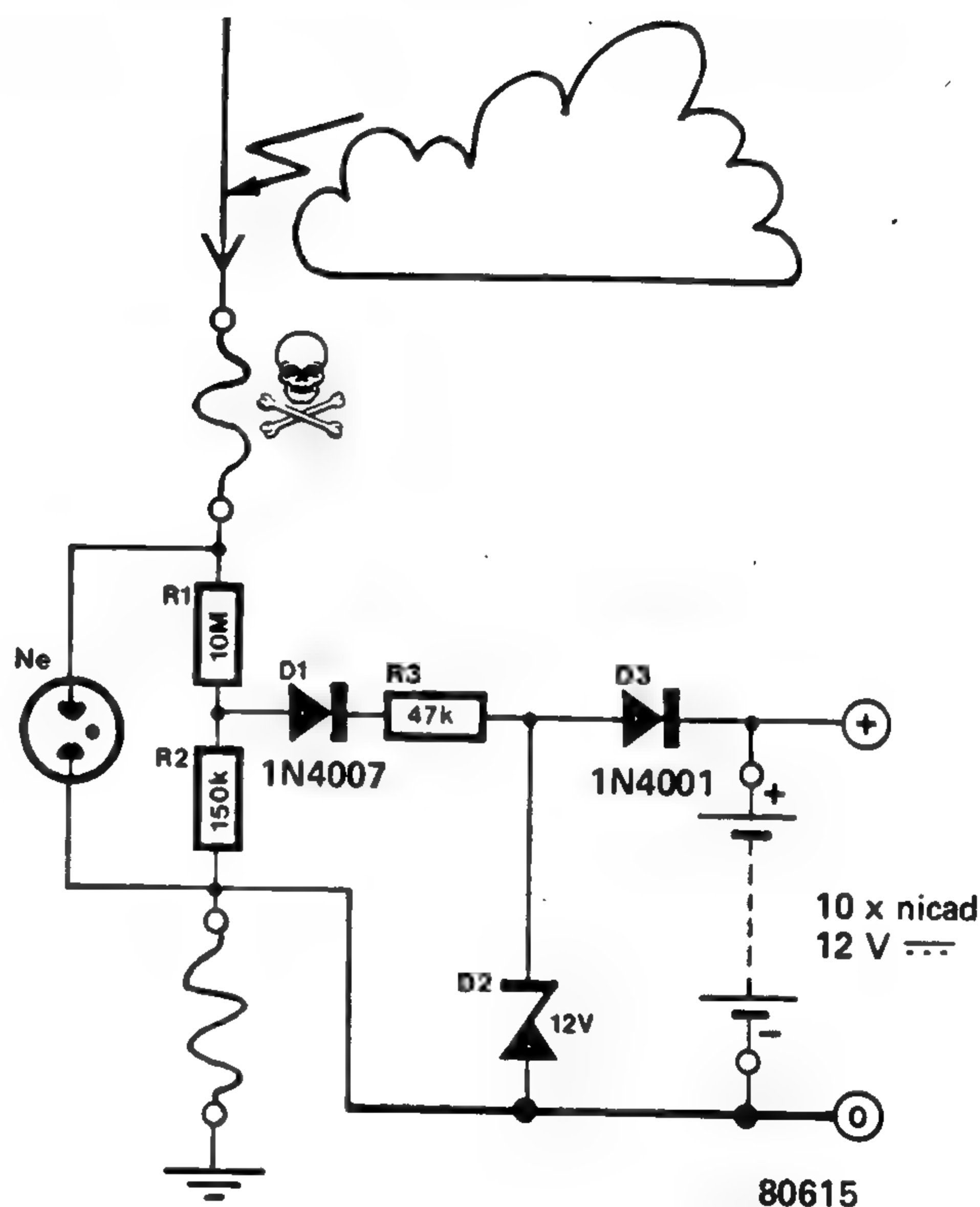
96 | insólito aprovechamiento de la electricidad natural

La frase «crisis de energía» se está haciendo cada vez más habitual en nuestras conversaciones diarias. Sería difícil averiguar si esta frase tiene un respaldo verídico o bien se trata de una psicosis popular. En este clima en el que la energía parece ser tema de conversación de todos, no es raro que uno de nuestros diseñadores haya tenido la idea de utilizar un sistema poco común (la electricidad estática), basado en los experimentos de un tal Benjamín Franklin.

El circuito de base se muestra en la figura adjunta. La lámpara de neón limita la tensión en bornas de las resistencias R1/R2 aproximadamente a 1.000V. Estas resistencias están conectadas como divisor de tensión con lo que en su unión se obtienen 15V. Dicha tensión es rectificada y estabilizada por D1, R3 y D2. La batería (10 Nicads en serie) se carga a través de D3. Se advierte a los lectores de que algunos componentes pueden sufrir inestabilidades.

Este circuito fue diseñado originalmente para funcionar con células solares en aplicaciones de tipo especial (enlaces herzianos en el Himalaya, satélites, etc.). Sin embargo, se podrá utilizar el circuito como cargador de baterías bajo una condición: por razones de seguridad la antena captadora deberá montarse en el interior.

Basado en una idea de B. Franklin.



97 | convertidor digital de onda cuadrada/triangular

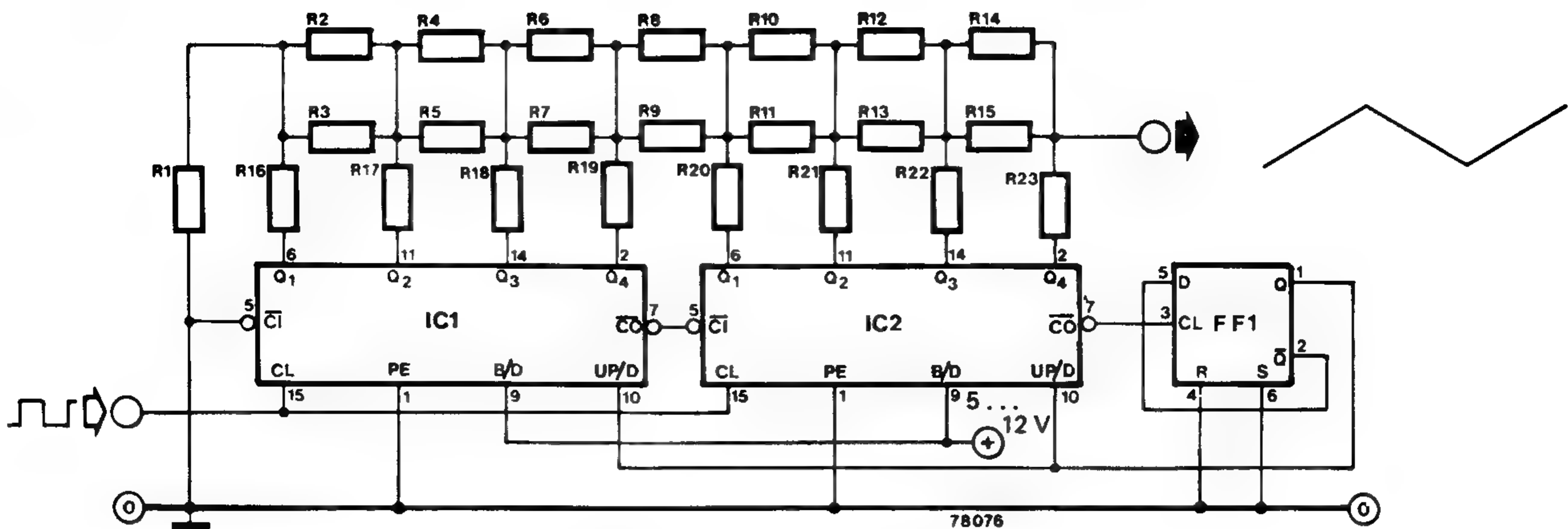
Este circuito permite convertir una señal cuadrada en una onda triangular «digitalizada»; es decir, formada por una señal en escalera (ascendente y descendente) de 512 etapas. IC1 e IC2 son dos contadores reversibles de 4 bits, conectados en serie como contador de 8 bits. El conjunto de resistencias R-2R conectadas a sus salidas, tiene por objeto convertir el código binario en

una señal en «escalera». Cuando se aplica una onda cuadrada en la entrada de reloj, el circuito empieza a contar hasta llegar al impulso N.º 255, en cuyo momento la salida de «arrastre» (carry) pasa a nivel bajo haciendo bascular el flip-flop FF1. En este momento el circuito comienza a contar en sentido inverso hasta alcanzar el valor 0; a continuación la salida «arrastre» hace bas-

cular nuevamente el flip-flop FF1. Este ciclo se repite indefinidamente mientras en la entrada de reloj se aplique una onda cuadrada.

Para asegurarse de que los «peldaños de la escalera» tienen todos la misma altura, habrá de emplearse para R1...R23 resistencias del 1 por 100.

IC1, IC2 = 4029
FF1 = 1/2 IC3 = 4013
R1 ... R23 = 10 k/1%



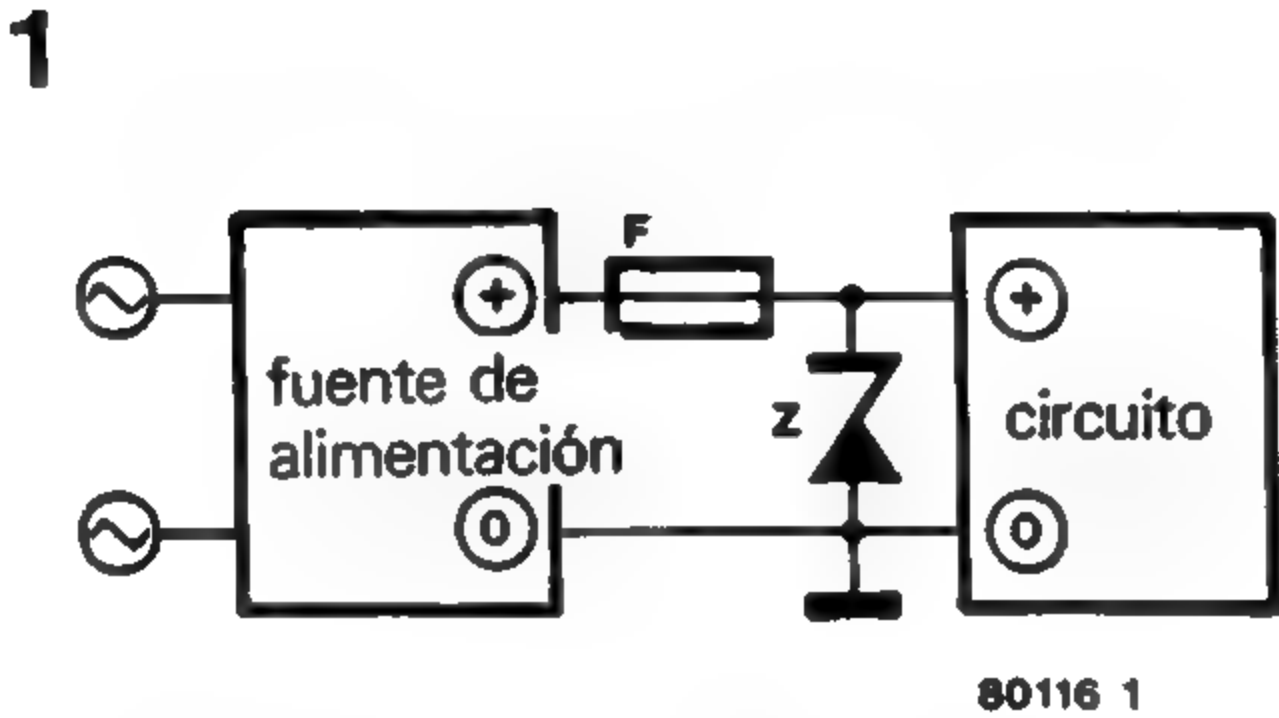
98 | protector contra sobretensiones

Este sencillo circuito, compuesto por un fusible y un diodo zéner, proporciona un método de gran utilidad para evitar daños irreparables en componentes sensibles a los excesos de tensión, tal como los circuitos integrados del tipo MOSFET.

Los limitadores de tensión únicamente son efectivos cuando la fuente de alimentación está cuidadosamente protegida, en otras palabras cuando incluyen un sistema de control de voltaje. Esta solución presenta un pequeño problema, y es que no se puede aumentar la tensión de salida por encima del valor de protección seleccionado. Por otra parte los reguladores de tensión, ya sean discretos o integrados, también están sujetos a fallos, por lo tanto una avería importante en el sistema de control de tensión podría ocasionar considerables daños en los circuitos de mayor sensibilidad. Una breve tensión de pico o incluso un fallo total en el regulador de tensión puede fácilmente acabar con toda una serie de delicados, y sobre todo caros, circuitos integrados. Como dice el refrán «más vale prevenir que curar»; que aplicado a este caso se traduciría por: más vale incluir un fusible y un zéner que verse en la necesidad de reparar un circuito.

El fusible de emergencia que describe en este artículo (figura 1), es tan simple como efectivo. La tensión del diodo zéner se elegirá dos voltios mayor que la tensión de salida de la fuente de alimentación. Obviamente esta tensión debe ser inferior a la tensión máxima entregada por la fuente de alimentación, y por supuesto inferior a la máxima tensión soportable por los componentes. Si, por ejemplo, se trabaja con circuitos CMOS a una tensión de +15V, como sabrán nuestros lectores el índice superior de tensión es de 18V (tensiones superiores a la indicada producen daños irreparables en los IC), por lo tanto se deberá elegir un diodo zéner de 16V, cuya tensión de conducción esté comprendida entre 15,3...17,1V.

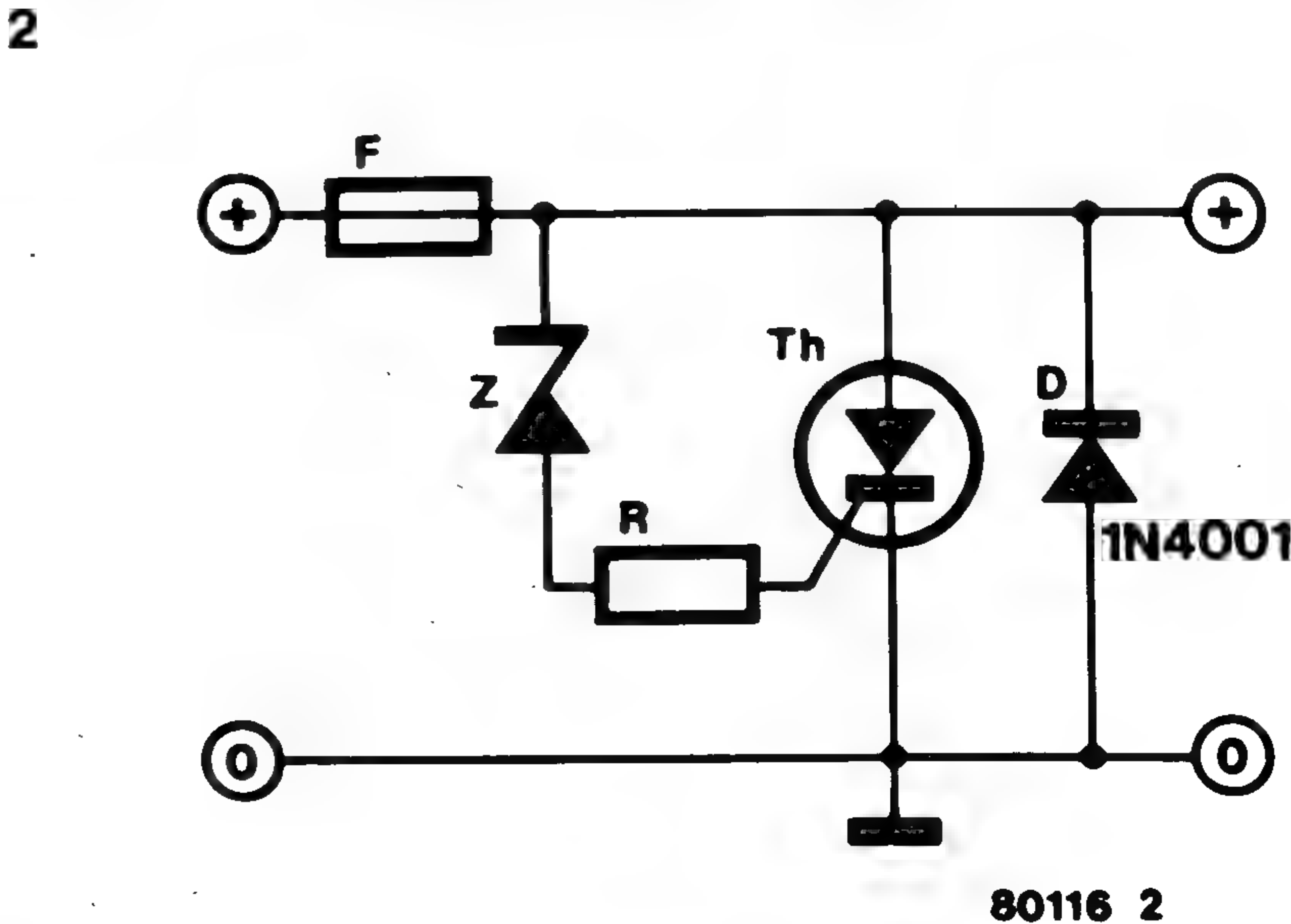
Generalmente el diodo zéner permanecerá inactivo en tanto no suceda nada anormal.



Tan pronto como la tensión de salida de la fuente de alimentación supere el umbral previsto, el diodo zéner entrará en conducción evitando que la tensión en sus bornas siga aumentando. En este momento el diodo zéner dejará pasar una corriente de elevado valor que causará la fusión, valga la redundancia, del fusible. Esto evidentemente, obliga a elegir una corriente nominal para el fusible al menos mayor que la consumida por el circuito de utilización. El diodo zéner debe soportar este brusco

aumento de corriente sin problemas. Para mejorar la resistencia térmica del diodo, es aconsejable incorporar un refrigerador que disipe el exceso de temperatura del zéner. Simultáneamente, el fusible también actúa como protector contra corto-circuitos. En este caso el diodo zéner también funciona como limitador de tensión (aproximadamente 0,7V) cuando la fuente de alimentación es incorrectamente polarizada.

Si se utiliza un fusible para altas corrientes, el zéner correspondiente deberá ser un modelo de elevado precio. Una solución más económica consiste en controlar el fusible a través de un tiristor, tal y como se muestra en la figura 2. Cuando la fuente de alimentación alcanza el valor crítico, el diodo zéner conectado en serie con una resistencia a la puerta del tiristor, excitará a éste, ocasionando la destrucción de fusible. La resistencia R se emplea para limitar la corriente de puerta y a la vez la corriente que circula por el zéner.



99

señal electrónica para libros

¿Cuántas veces se le ha apagado la luz durante el pasaje más interesante de una novela policiaca? ¿o quizás su familia se queja de la luz que a Vd. le permite poner la señal en su libro cuando termina de leer? Por otra parte, ¿qué método emplearía Vd. para dejar una señal en una página de un libro, que no sea la típica doblez en el borde de la página? La conjunción de todos estos razonamientos, y el hecho de que existen muchas personas a las cuales no les gusta doblar las hojas de los libros (¿Vd. lo hace?), han constituido las razones fundamentales para la publicación de este artículo. Como ya habrá podido adivinar el astuto lector, se trata de una «señal electrónica» de lujo.

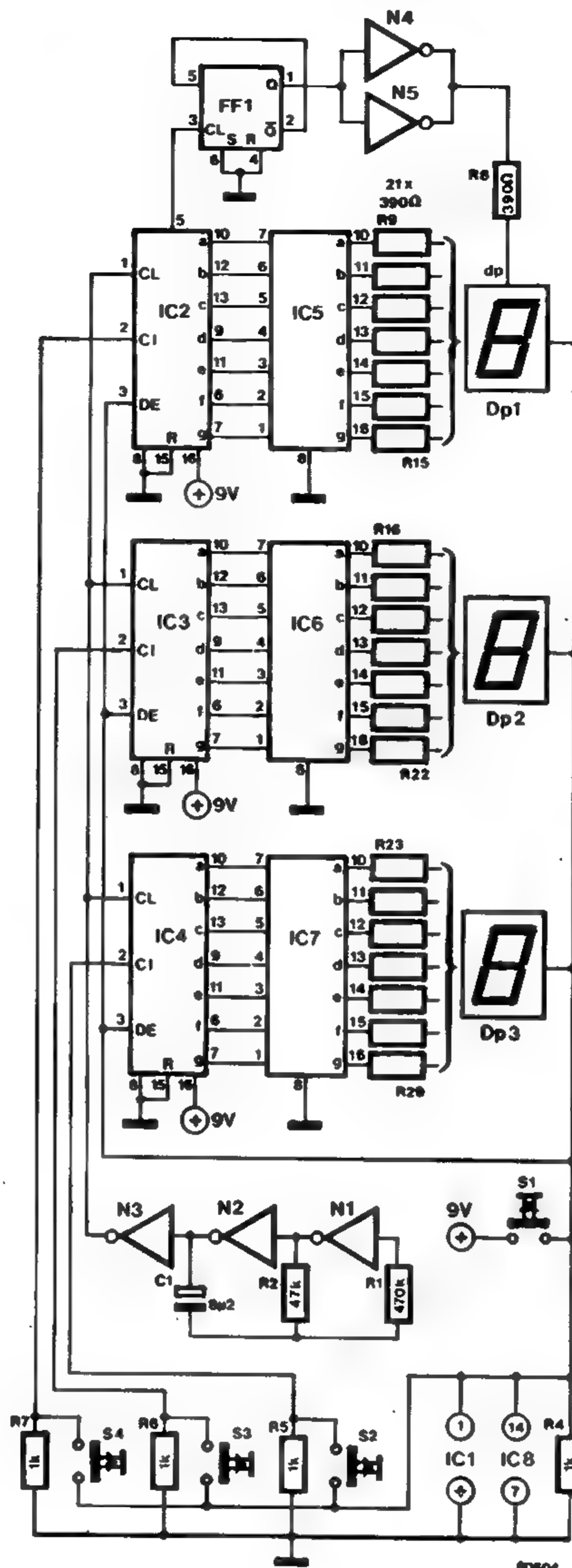
Cuando el circuito no está programado, sólo una débil corriente circula por los decodificadores (IC2...IC4) cuya misión es la de excitar a los visualizadores; y puesto que se trata de circuitos CMOS, la corriente consumida es realmente muy reducida.

Cuando se pulsa el botón S1, aparece en los visualizadores el número de página seleccionado. Los visualizadores son de tipo LED de siete segmentos.

El oscilador formado por N1...N3, se acciona al pulsar S1, pero su señal no actúa sobre los decodificadores, debido a que sus entradas de validación se encuentran a nivel bajo. Si se pulsa uno de los botones S2...S4, el decodificador asociado a cada visualizador, comienza a contar, mostrando cada nuevo valor en los segmentos.

El circuito incluye los buffers (IC4...IC7) para los visualizadores, puesto que los decodificadores no suministran suficiente corriente para excitarlos directamente. Para aquellos que leen habitualmente gruesos volúmenes, se ha previsto la posibilidad de extensión del circuito contador. La señal de «arrastre» de IC2 se divide por dos mediante una báscula de tipo D, y se conecta al punto decimal del dígito situado más a la

N1...N5 = IC1 = 4049
FF1 = IC3 = 1/2 4013
IC2...IC4 = 4026
IC5...IC7 = XR 2203



derecha, a través de dos inversores (N4 y N5). Esto significa que el punto decimal se encenderá durante el segundo ciclo de la cifra más significativa (indicación de los millares de páginas).

Para programar el número deseado de página, se pulsa S1 y se acciona sucesivamente uno de los botones (S2...S4), hasta que el número indicado por el visualizador sea el correcto. Cuando se libera S1, el número queda memorizado hasta su posterior utilización. Para conocer el número memorizado por el circuito bastará con pulsar S1. Una maniobra accidental de los interruptores S2...S4, no provocará ningún cambio, siempre que el pulsador S1 esté abierto.

Nota: Para aquellos lectores que no sean muy diestros con el soldador, proponemos otra solución, no menos práctica: arranque esta página y utilícela como señal.

próximamente...

Por fin llega a España, y en rigurosa exclusiva mundial para ELEKTOR, el sistema HIGH-COM de reducción de ruido.

Si no se presenta ningún contratiempo que lo impida, ELEKTOR publicará, en número correspondiente al mes de septiembre el primer artículo de la serie sobre el sistema dinámico de reducción de ruido, HIGH-COM, que está revolucionando el mercado de la alta fidelidad.

Generalmente, este tipo de circuitos suelen ir acompañados de una vasta biblioteca de información sobre los IC utilizados (lo cual es del agrado de la mayoría de los lectores), sin embargo la localización de los citados componentes es *otro cantar*. Este es precisamente el eterno problema de los (¡sufridos!) entusiastas de la electrónica, ¡localizar los componentes de mayor interés!

Por una vez y por tratarse de un montaje de tan excepcionales características, ELEKTOR se encargará de suministrar directamente el módulo principal del HIGH-COM

(que incluye el IC U401 —representado en la fotografía— y sus componentes accesorios), totalmente montado y ajustado en las factorías de Telefunken. El único trabajo que deberá realizar el lector será montar la placa principal (diseñada por ELEKTOR) en la que se incluyen algunos accesorios de gran utilidad (casi imprescindibles si se desea sacar el 100 por 100 de rendimiento al montaje).

Probablemente muchos de los lectores se estarán haciendo la siguiente pregunta ¿Es otro de los sistemas de reducción de ruido (de los muchos que existen), o verdaderamente se trata de algo nuevo y definitivo? A esta cuestión sólo cabe una respuesta: nosotros lo hemos escuchado, probado y comparado, y, en nuestra opinión, pensamos que se ha conseguido un sistema realmente eficaz contra el (molesto) ruido generado en las pletinas de cassette; y lo que es más, ¡sin introducir ninguna coloración al sonido! (pérdida de agudos), es decir, ¡funciona de verdad!

Como broche de oro para tan *suculento*

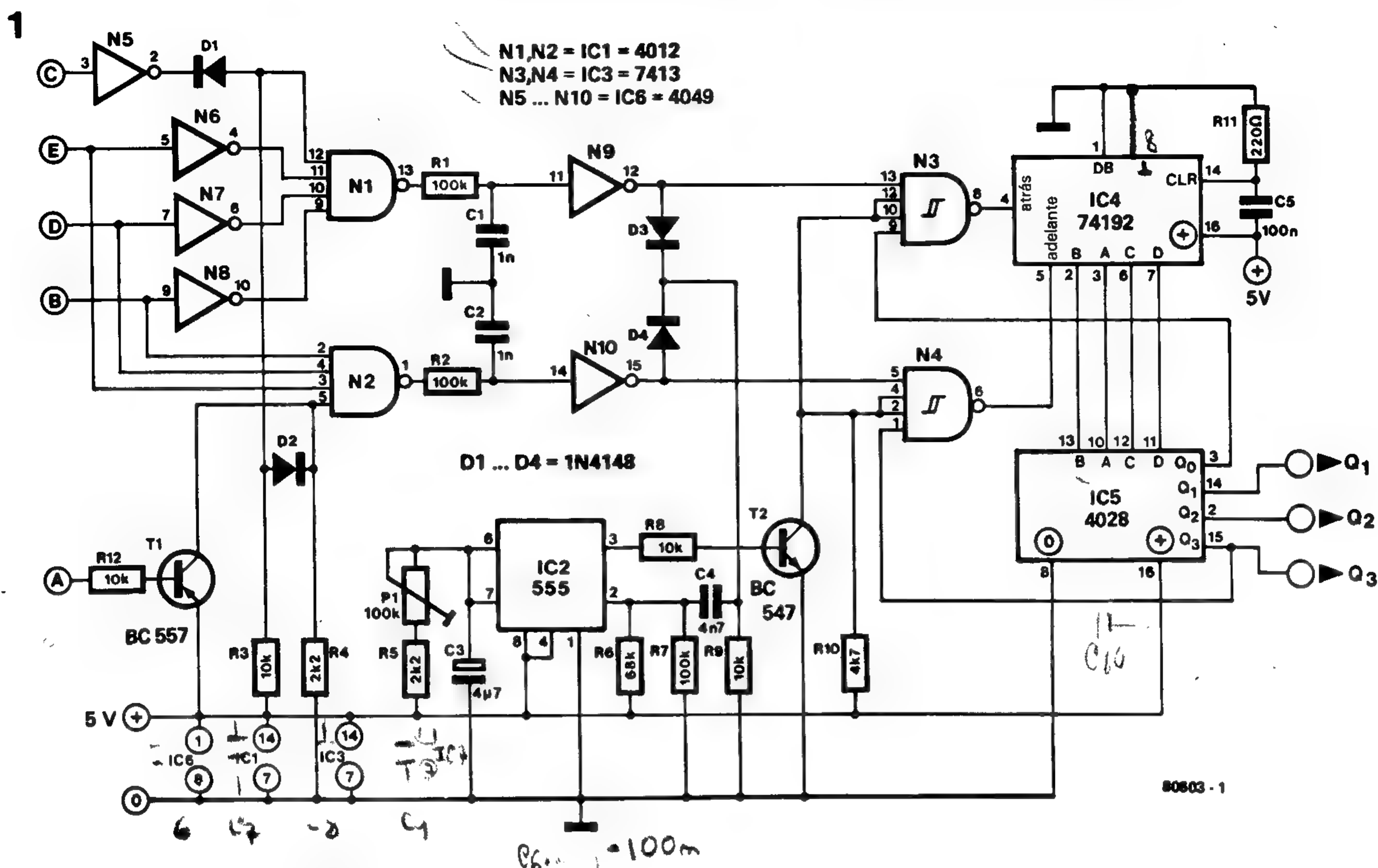
artículo, comunicamos a nuestros lectores que el circuito completo (tal y como se va a publicar) ha sido rigurosamente probado en los laboratorios de Telefunken (Holanda), recibiendo el beneplácido y aprobación de los técnicos de esta acreditada firma.

Ya lo saben amigos lectores, sólo hay dos formas de disfrutar del HIGH-COM; adquirirlo incorporado en alguno de los magníficos equipos de Telefunken, o esperar hasta septiembre-octubre (1.ª y 2.ª parte del artículo respectivamente) para poder construirse Vd. mismo el HIGH-COM que ELEKTOR pondrá a su disposición, a un precio realmente asequible.

NO LO OLVIDE, ÉSTA ES UNA EXCLUSIVA MUNDIAL DE ELEKTOR.



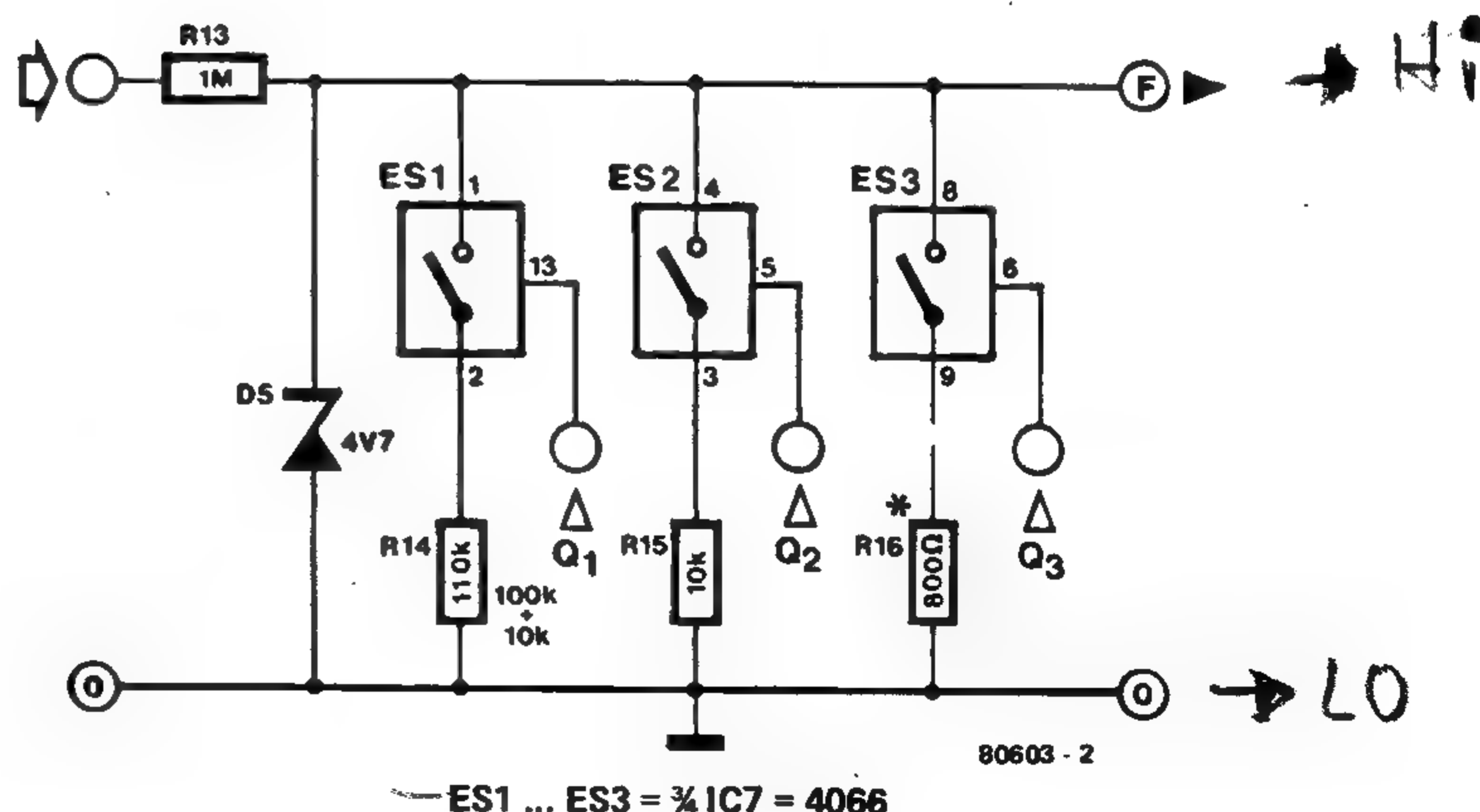
102 selector automático de escalas



Cuando se efectúan medidas con polímetros digitales resulta muy útil disponer de un selector automático de escala (autoranger). Este dispositivo está pensado específicamente para voltímetros u óhmetros. La función de este dispositivo consiste en realizar automáticamente lo que normalmente nosotros debemos realizar a mano, es decir cambiar el selector de escala cuando el visualizador indica que ésta ha sido rebasada (Overflow = sobrecarga), o cuando la medida es demasiado pequeña para la escala seleccionada.

El circuito funciona de la siguiente forma: tiene una capacidad de conmutación de hasta 10 décadas. Las señales necesarias para el funcionamiento de este «servomecanismo» se obtienen a partir del indicador de «sobrecarga» y del indicador de «primera cifra cero». La señal de «Strobe» se obtiene a partir de la señal de multiplexado de 96Hz que se emplea para controlar el dígito más significativo del visualizador. Cuando se verifica la condición de «primera cifra cero», en la salida de N1 aparece una señal de 96Hz. Contrariamente cuando se verifica la condición de «sobrecarga», la señal de 96Hz aparece en la salida de N2. Para acondicionar estas señales se emplean dos filtros RC formados por R1/C1 y R2/C2. Cuando se produce alguno de los casos anteriormente citados («sobrecarga» o «primera cifra cero»), el circuito integrado IC2 se dispara a través de la puerta OR formada por D3 y D4 (esto tiene lugar en el flanco descendente del primer tren de impulsos). Por otra parte, IC2 proporciona la señal de «pausa», cuya longitud se ajusta mediante el potenciómetro P1. Las puertas N3 y N4 quedan en estado de bloqueo durante la señal de «pausa». Únicamente llega al conta-

2



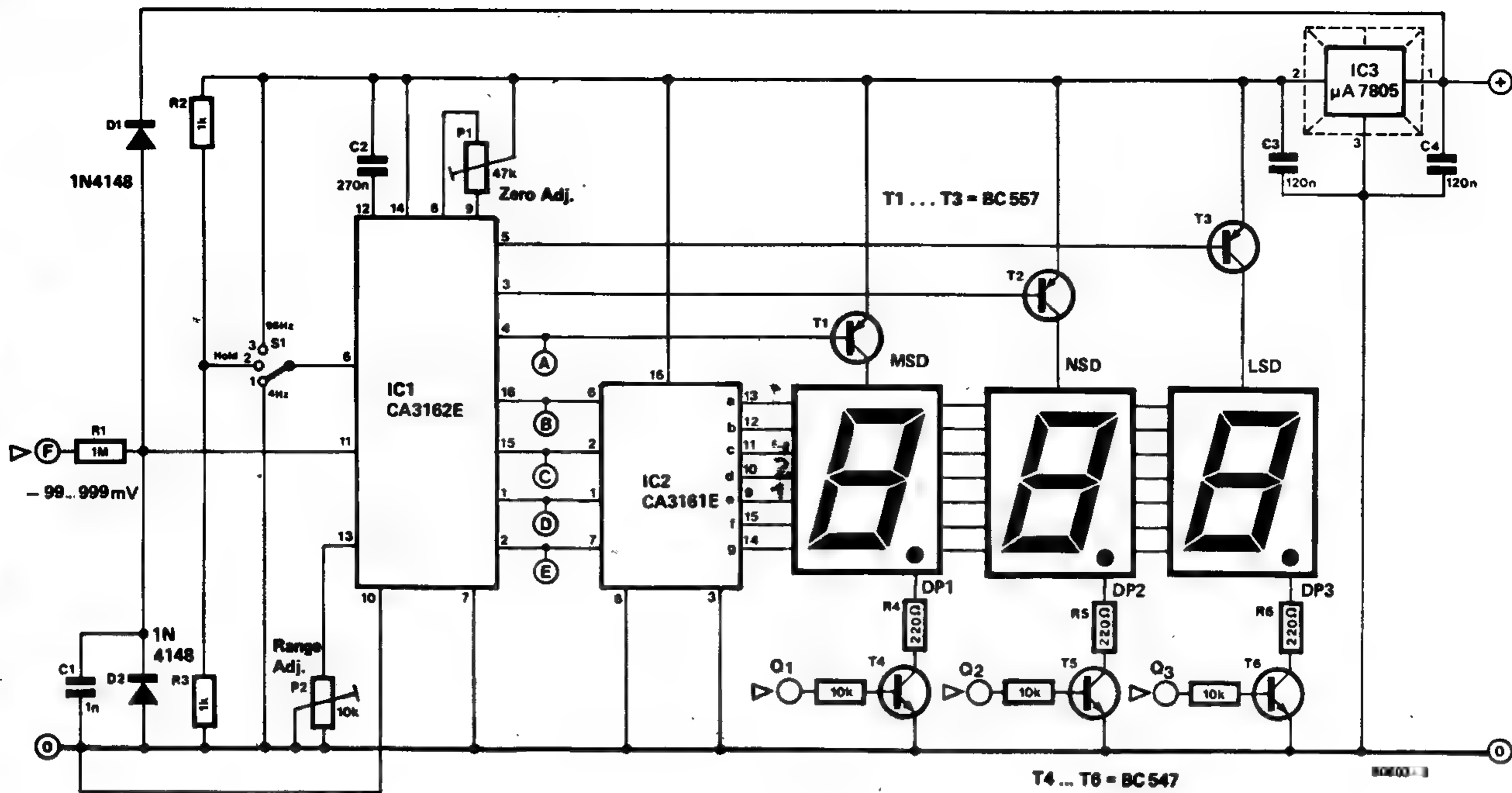
dor IC4 el primer impulso del tren generado. Sólo en el caso de que el tren de impulsos tuviera un período superior al de la señal de pausa, la señal podría llegar al contador.

IC5 es un decodificador BCD/decimal que transforma las señales entregadas por IC4 en números decimales. Los límites de la gama de cuenta de IC4 pueden seleccionarse conectando adecuadamente las puertas N3 y N4.

En la figura 2 se muestra el esquema del divisor de tensiones. La resistencia R16 de 800 Ohmios está compuesta por dos resistencias: una de 680 Ohmios y otra de 100 Ohmios conectados en serie (los 20 Ohmios restantes los aporta la resistencia interna del interruptor ES3). En la figura 3 se muestra un ejemplo de conexión de nuestro montaje a un voltímetro digital.

J. Borgman.

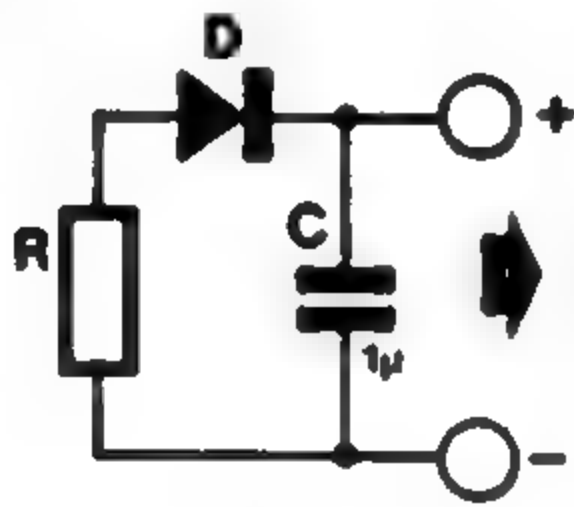
3



103 | fuente de energía gratuita

Como todo el mundo sabe las fuentes energéticas están disminuyendo alarmantemente, y por esta razón los investigadores no cesan en la búsqueda de nuevas fuentes de energía. Un fenómeno característico en las resistencias es el ruido interno que se manifiesta en forma de una tensión de valor muy reducido, y por lo tanto puede considerarse como fuente de energía aunque la potencia generada es tan pequeña que aún no se ha tomado como fuente alternativa de energía. Por esta razón ELEKTOR ha decidido tomar en cuenta a estos minúsculos, pero nada despreciables, generadores de energía. Para poder aprovechar la tensión generada por el ruido interno de una resistencia es preciso rectificar y filtrar dicha tensión, tal y como se muestra en el diagrama. La tensión eficaz generada viene determinada por la fórmula.

$$U_o = \sqrt{4 \cdot k \cdot B \cdot T \cdot R}$$



80607

Donde T es la temperatura absoluta en grados Kelvin, B es el ancho de banda del ruido generado y R es el valor de la resistencia. Parece lógico que a mayor resistencia y mayor temperatura ambiente, mayor sea la tensión generada.

Es aconsejable que el diodo D presente una caída de tensión lo más reducida posible. Preferiblemente se emplearán diodos de germanio, sin embargo los mejores resultados se obtienen con diodos de estaño (Sn), sobre todo en aquellos circuitos donde el

diodo deba permanecer a una baja temperatura (como en otros muchos circuitos, aquí también influye el factor temperatura). Puesto que se va a extraer una energía de la resistencia, ésta reaccionará disminuyendo su temperatura. Aprovechando este fenómeno, los lectores hábiles pueden emplear la resistencia como refrigerador del diodo.

Como es de suponer, resulta vital seleccionar una resistencia adecuada. Se deberán utilizar resistencias viejas o incluso dañadas, puesto que son las que mayor tensión de ruido generan (las resistencias actuales están libres de estos fenómenos de ruido). La tensión entregada por nuestro prototipo fue de aproximadamente 1mV, con una resistencia de 0,6 Ω (Ciga-Ohmio). Si se desean obtener tensiones más elevadas se conectarán varios de estos circuitos en serie. Por el contrario si lo que se desea es una corriente mayor, obviamente se deberán conectar en paralelo.

104 | comprobador de continuidad

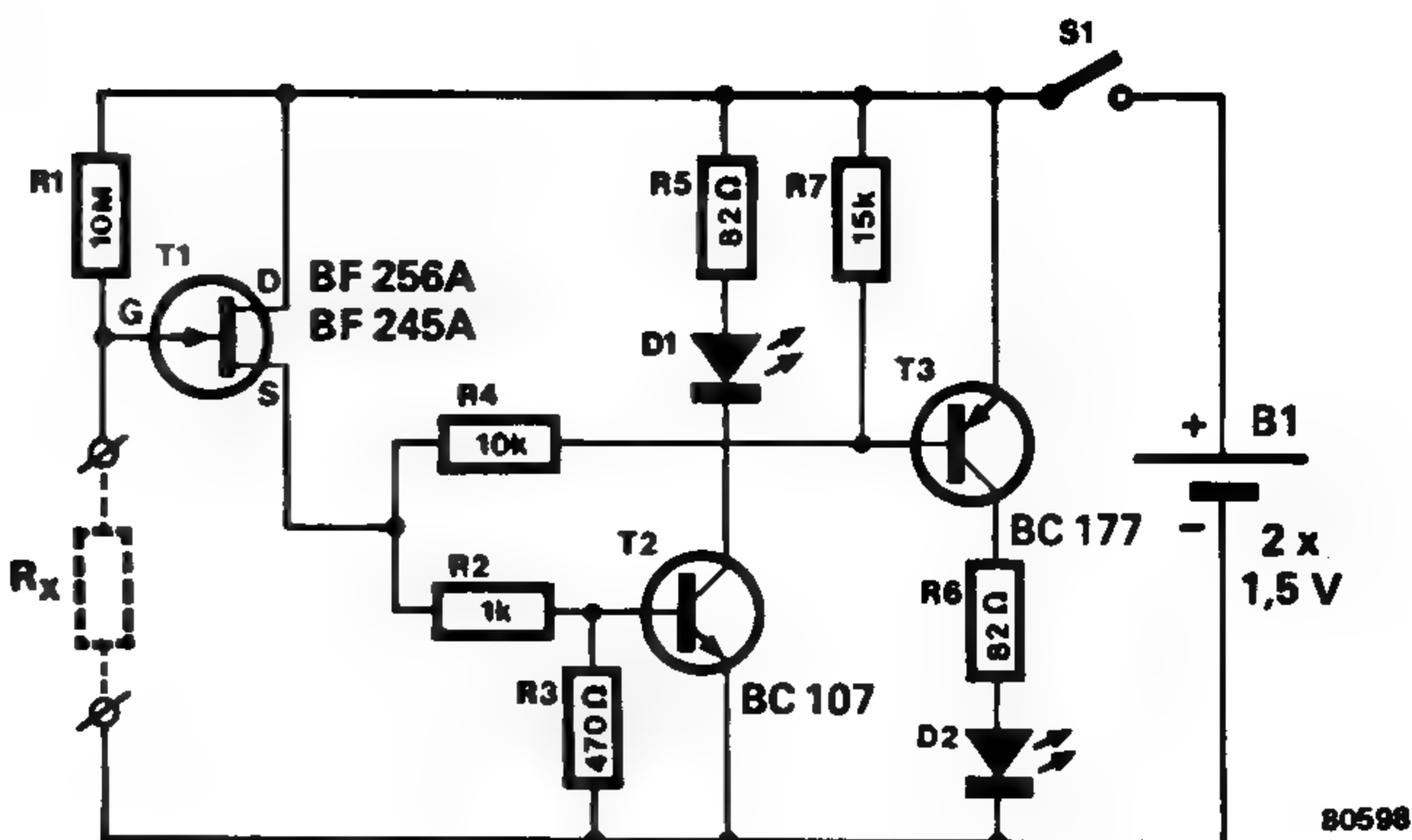
En muchos casos se hace necesario determinar si un circuito está abierto o simplemente presenta alta resistencia. El propósito de este artículo es realizar un comprobador que nos indique si un circuito está abierto o presenta una resistencia inferior a 5M Ω. Cuando la resistencia entre dos puntos es superior a la indicada nuestro comprobador señalará un circuito abierto. Como se muestra en la figura, el drenador

del FET T1 está directamente conectado a la tensión positiva de alimentación (dos baterías de 1,5V), y la fuente está conectada a la línea negativa de alimentación a través de las resistencias R2 y R3. El circuito sometido a comprobación se conecta entre la puerta y el terminal negativo de las baterías. Debido a que el FET sólo conduce cuando se le aplica una tensión en la puerta (y no corriente como en los transistores bi-

polares), no se hace distinción entre altos y bajos valores de resistencia, a condición de que éstos no superen los 5M Ω. Cuando se comprueba un circuito abierto, la tensión en la puerta T1 es de 3V (en relación a masa), con lo cual este transistor conduce y transmite la tensión de puerta al terminal de fuente. En esta situación por la base de T2 circula una corriente que le hace entrar en conducción y enciende el LED

D1. Si la resistencia es inferior a $5M\ \Omega$, la tensión de puerta disminuye y la resistencia del FET aumenta, con lo cual la tensión de fuente disminuye y el transistor T2 se bloquea (D1 se apaga). Cuando se comprueba un circuito abierto la tensión en la base de T3 disminuye con lo cual el LED D2 se enciende (T3 conduce). El valor R1 determina la gama de resistencias que puede medir el comprobador. Con los valores dados en el esquema se podrán comprobar circuitos de resistencia inferior a $5M\ \Omega$.

M. S. Dhingra.



105 | preamplificador para cápsulas de bobina móvil

Como sabrán la mayoría de los lectores, sólo hay dos formas de conectar una cápsula de bobina móvil: con un transformador, o a través de un preamplificador de gran número de transistores. Resulta sorprendente por tanto encontrar un diseño que sólo emplee 3 transistores. El circuito que presentamos en este artículo ha sido elaborado por E. H. Nord Holt y R. M. Van Vierzen, y fue publicado en abril de 1980 por la revista Audio Engineering Society. El artículo original trataba un circuito muy interesante pero también demasiado complicado y con el fin de hacerlo asequible a nuestros lectores, hemos decidido introducir algunas modificaciones. En primer lugar, tal y como se muestra en el diseño, la resistencia del transistor de entrada es el parámetro más importante al que hay que atender si se desea obtener unas características de relación señal/ruido aceptables. En la tabla 1 se muestra el valor de r_b para diferentes transistores. Es evidente que el BFW 16A es el que mejores características presenta, y es por tanto el que se ha empleado en nuestro prototipo. El funcionamiento del circuito es extremadamente sencillo. La corriente de polarización para la primera etapa se obtiene de la fuente de T3, el cual trabaja e un bucle de alta ganancia con un inmejorable factor de rechazo al ruido. La respuesta en frecuencia de esta etapa supera los 50kHz (C2 incluido). La corriente de salida de la segunda etapa es de 10mA con lo cual el nivel

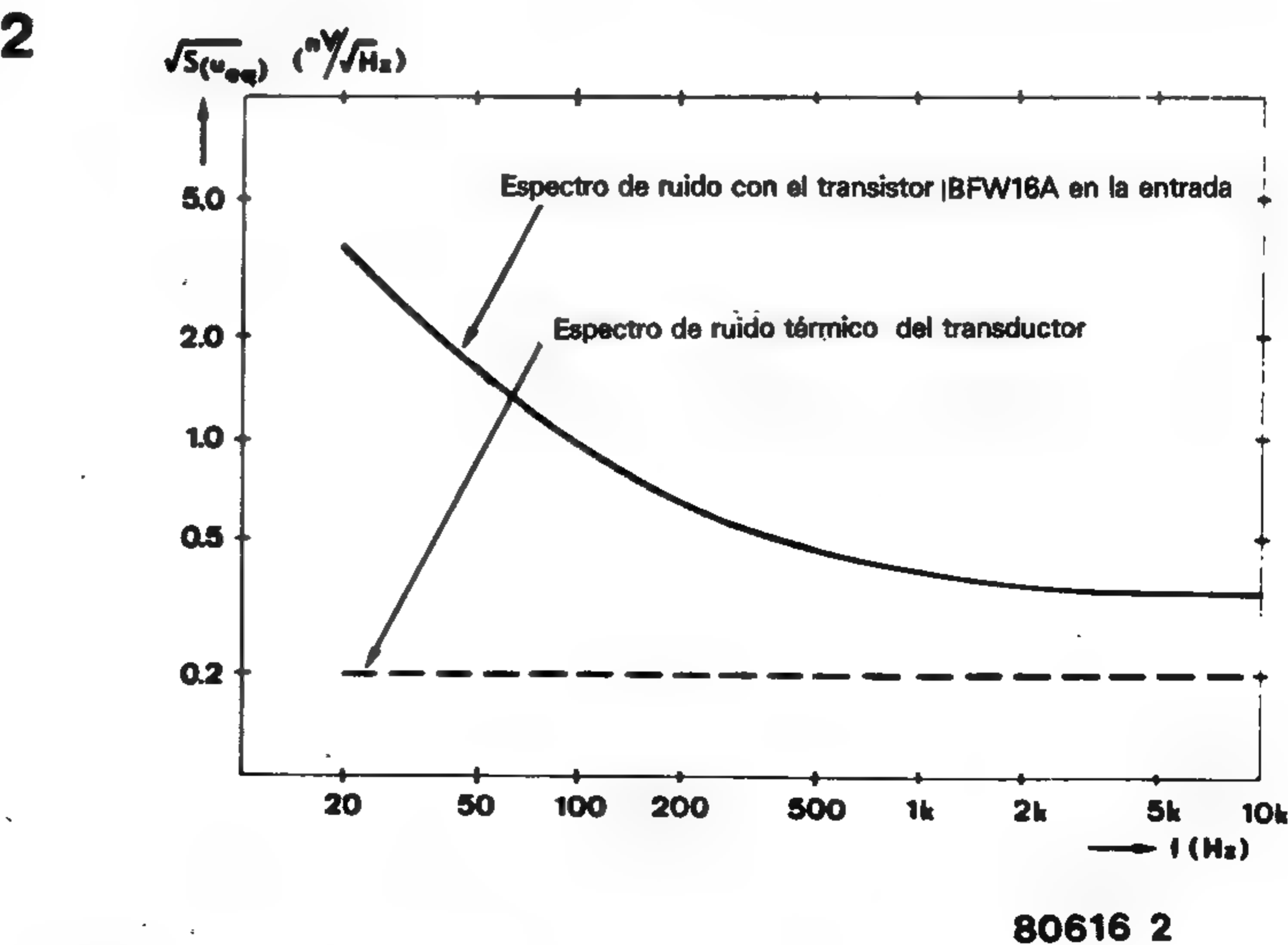
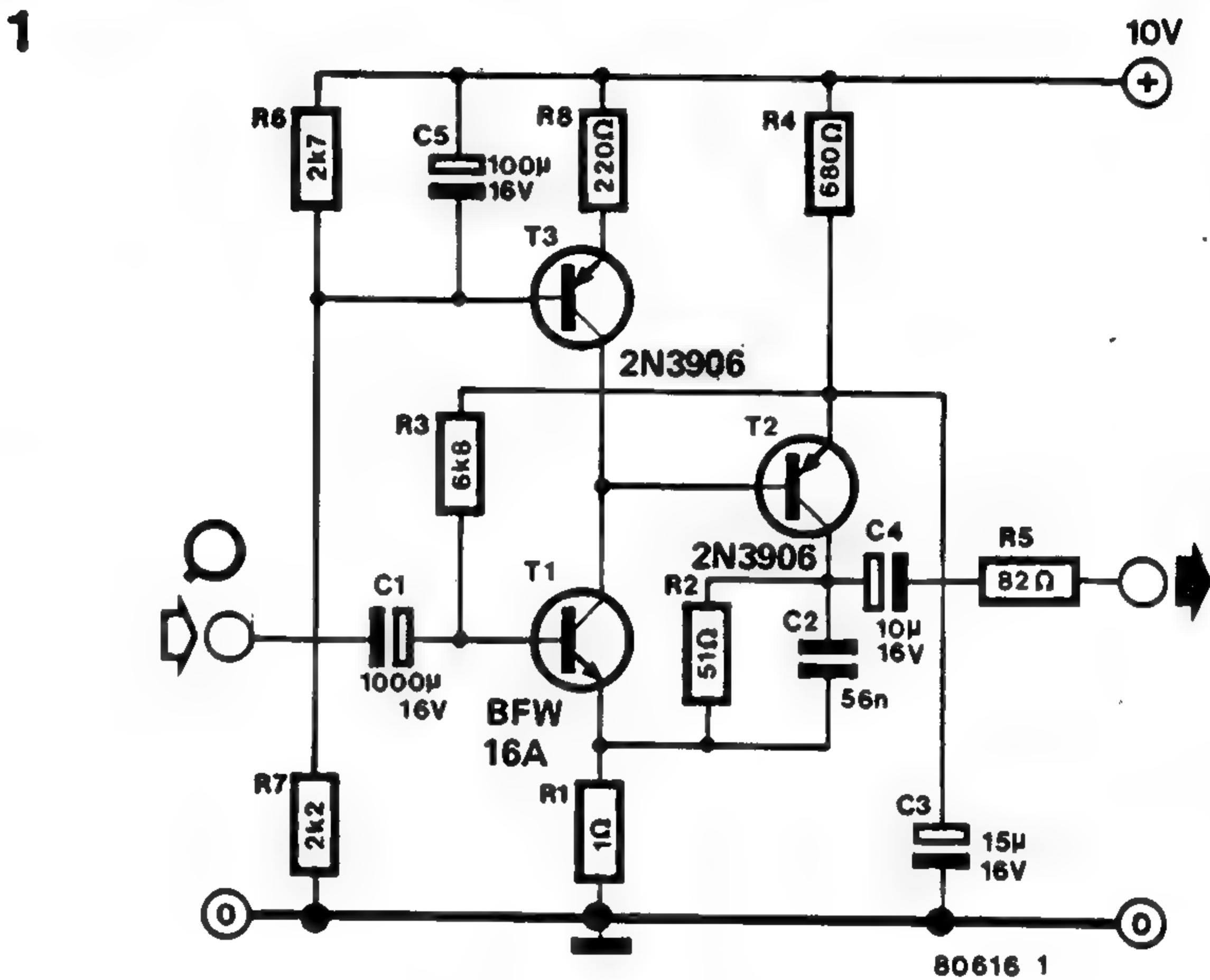


Tabla 1

Tipo	$r_b/[\Omega]$	Fabricante
TIP 30A	13	Texas Instruments
BFY 90	21	Philips
BFW 92	16	Philips
BF 181	12	Philips
BFW 16 A	4	Philips

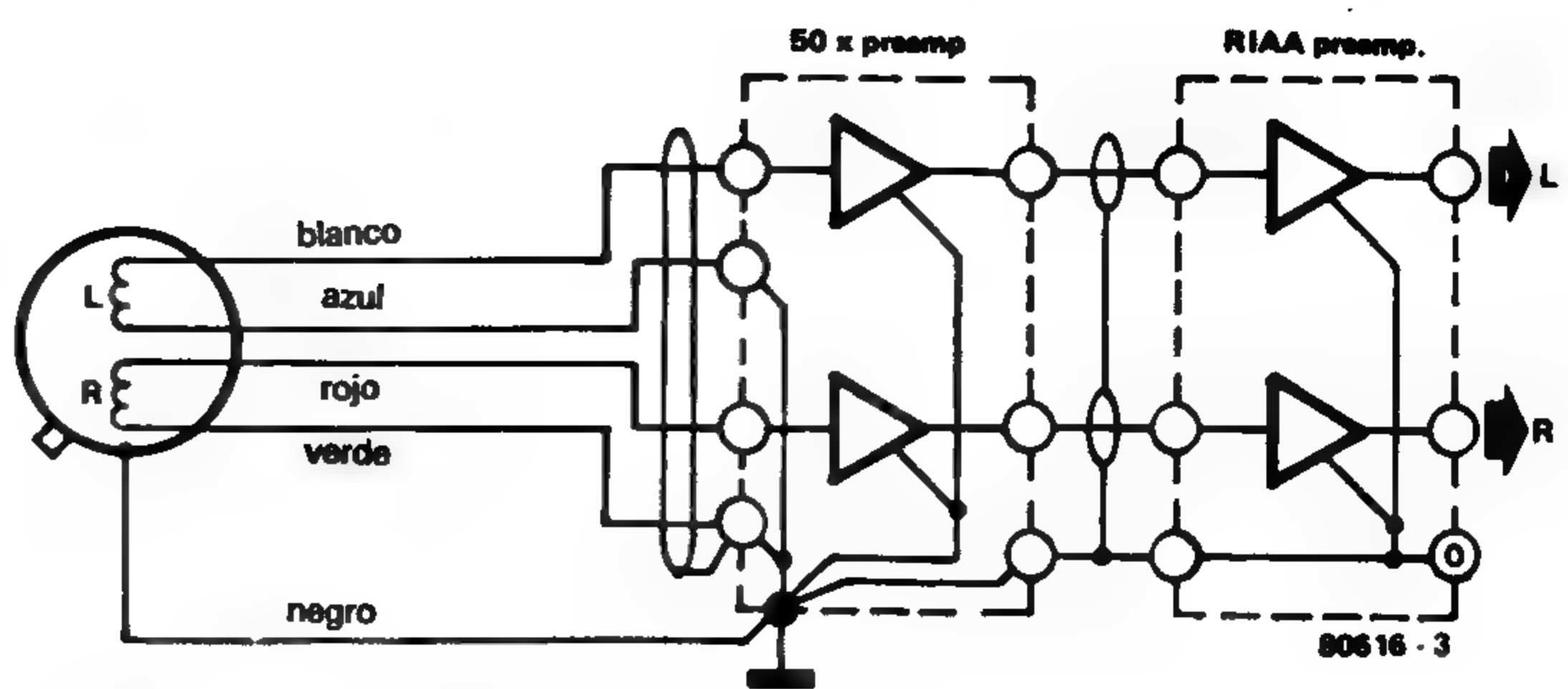
de salida alcanza los 200mV con una tasa de distorsión muy reducida. Como se indica en la tabla 2 este preamplificador presenta unas excelentes características. El nivel de ruido en la salida se da en el gráfico de la figura 2. El circuito completo se montará entre la

cápsula y el preamplificador de entrada del equipo HI-FI tal y como se muestra en la figura 3. Es importante hacer notar que el terminal de masa para todo el circuito se deberá conectar en la entrada del preamplificador, y nunca en el preamplificador RIAA existente en el equipo HI-FI.

Tabla 2

3

Respuesta en frecuencia	
20Hz-50kHz + 0/-2,5dB	
Ganancia en tensión (1kHz)	34dB
Impedancia de entrada	> 1 kΩ
Impedancia de salida	< 100 Ω
Tensión máxima de entrada	4000 μV
Distorsión armónica (a 1.000Hz y máxima entrada):	
Distorsión del segundo armónico	0,014%
Distorsión del tercer armónico	0,01%
Distorsión armónica total	0,017%
Distorsión de intermodulación (entrada máxima, de 200Hz a 7kHz, 4:1)	
0,05%	
Relación señal ruido (10cm/s, 20Hz a 16kHz, balanceado, $R_s = 2,50\Omega$ mios, con el BFW16A)	
68,8dB.	



106 | oscilador senoidal variable de precisión

Un montaje simple no tiene por qué ser siempre un circuito formado por pocos componentes. La combinación de 2 o más circuitos sencillos, como se ha demostrado muchas veces, puede ofrecer nuevas perspectivas. Por ejemplo, combinando un sintetizador de frecuencia controlado a cristal y un generador senoidal digital (fijo), se obtiene un generador senoidal de alta estabilidad. Este «híbrido» emplea un conjunto de interruptores para seleccionar la frecuencia en pasos de 1Hz.

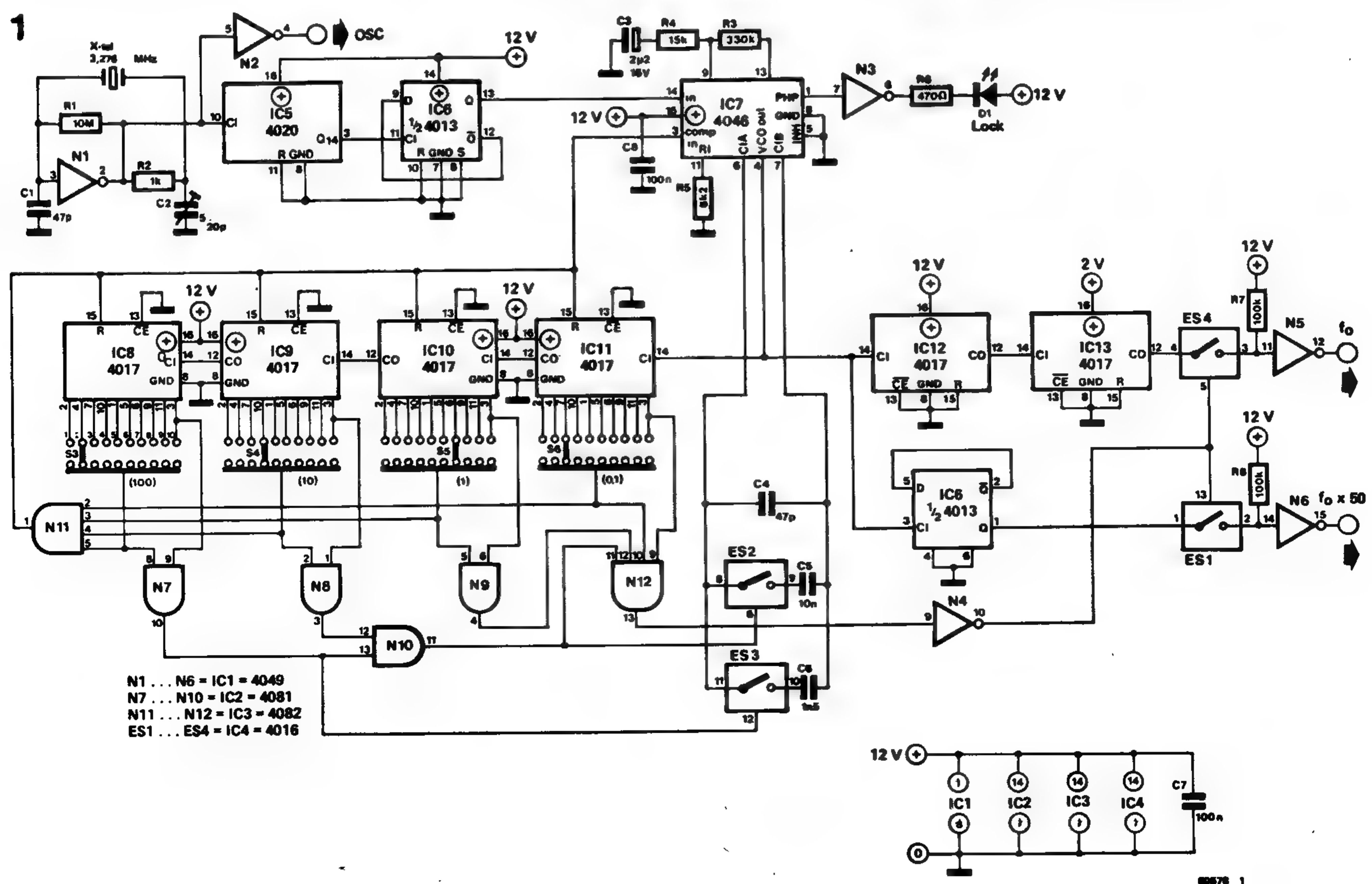
En la figura 1 se muestra el sintetizador de frecuencia controlada a cristal. El corazón del circuito es un PLL (bucle sincronizador de fase). En la entrada del PLL (IC7) se introduce una frecuencia de gran estabilidad. A la salida de éste la señal se lleva a un divisor variable, de cuya salida se obtiene la

señal para la segunda entrada del PLL. La función del PLL, es intentar que ambas frecuencias sean iguales, es decir, corrige las variaciones de la frecuencia elegida, con el fin de que ésta permanezca constante. Cuando se utiliza una relación de división N, la frecuencia de salida será N veces superior que la frecuencia de entrada. Puesto que la frecuencia de entrada se obtiene a partir de un oscilador a cristal, la frecuencia de salida será muy estable y precisa.

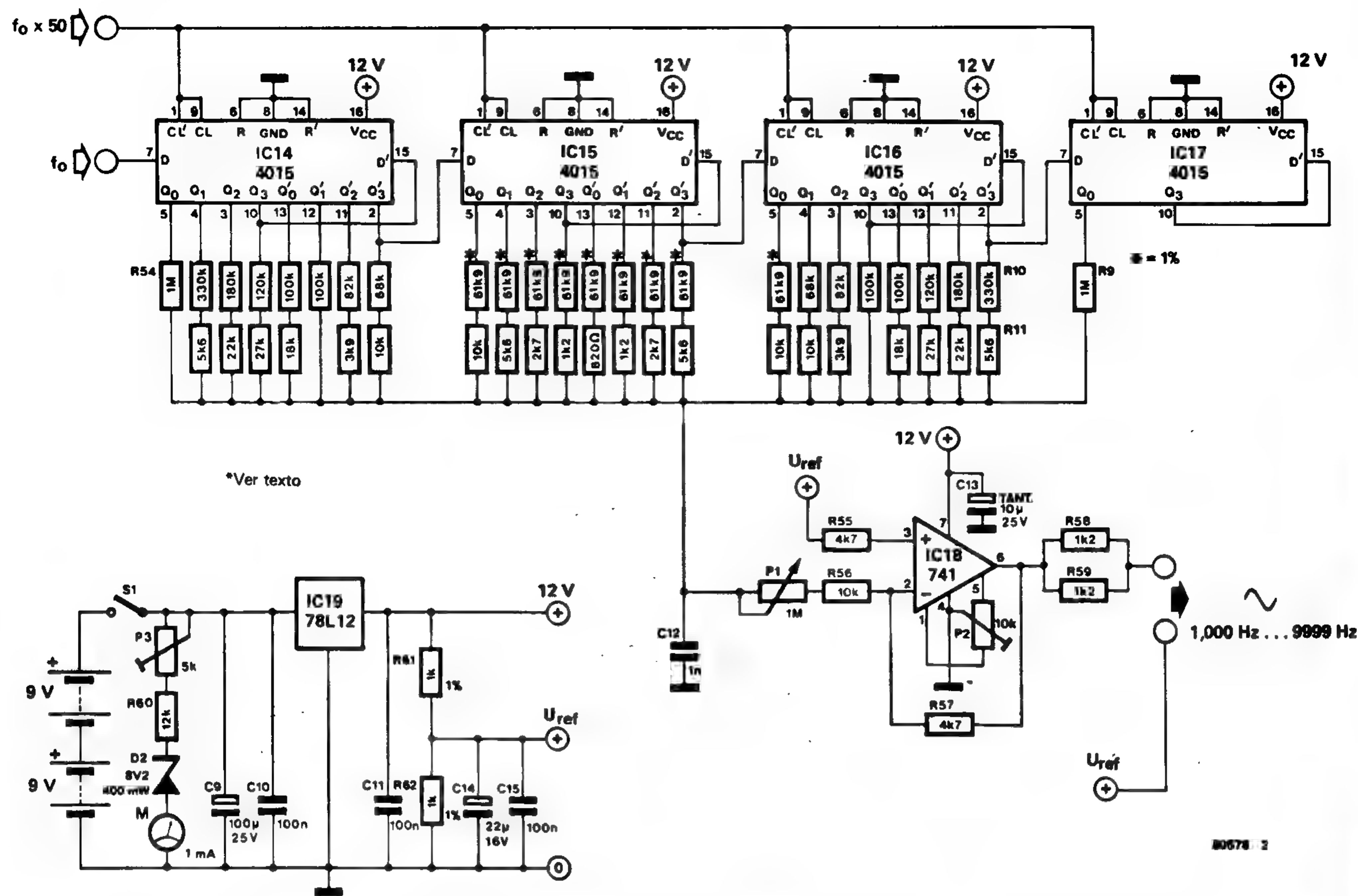
La frecuencia del cristal oscilador (3,2768MHz) se divide entre 2^{15} (IC5 y la mitad de IC6) para proporcionar al PLL una frecuencia de entrada de 100Hz. El divisor está formado por los integrados IC8...IC11, cuya relación de división (N) viene determinada por los interruptores S3...S6.

Para obtener unas características de funcionamiento precisas, el valor del condensador conectado entre las patillas 6 y 7 del PLL tendrá que variar con la frecuencia. Esta función se lleva a cabo con la ayuda de los interruptores electrónicos ES2 y ES3. La mitad restante de IC6 se emplea para dividir la frecuencia de salida del PLL entre 2, mientras que IC12 e IC13 forman un contador/divisor por 100. De esta forma obtenemos a su salida dos frecuencias diferentes (la primera 5 veces superior a la segunda).

El circuito del generador senoidal fijo se muestra en la figura 2. Este se conectará directamente al circuito de la figura 1. Básicamente, el circuito se compone de un registro de desplazamiento de 25 bit y un conjunto de resistencias.



2



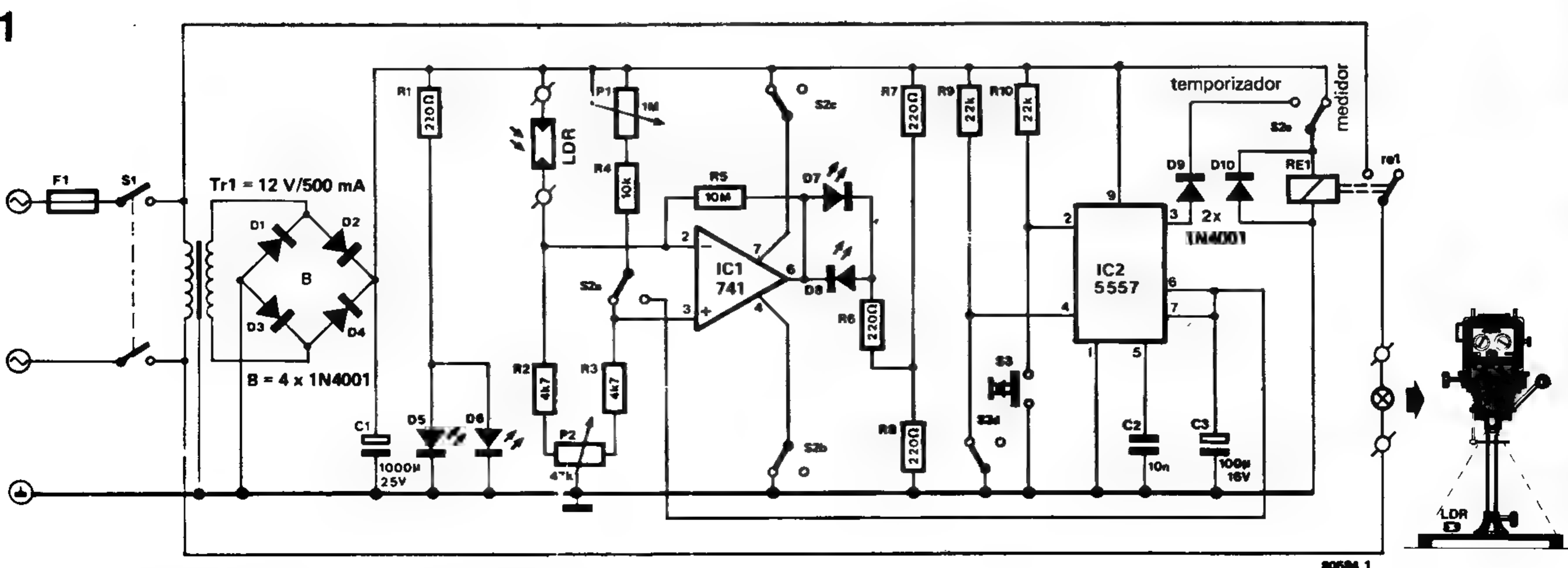
La frecuencia fundamental f_0 del oscilador (figura 1, salida de N5), se lleva a la entrada de datos del primer registro de desplazamiento (IC14). La frecuencia superior (salida de N6, figura 1) alimenta a la entrada de reloj de cada uno de los registros de desplazamiento de forma que la salida de los integrados IC14...IC17 es una señal cuadrada de frecuencia f_0 . La tensión obtenida de las salidas Q quedan desplazadas en fase durante un período de reloj. El conjunto de resistencias R10...R54 actúa como sumador de las señales de salida, con lo cual se ob-

tiene una señal senoidal dividida en 50 pasos (bornes de C12). El circuito formado en torno a IC18 trabaja como amplificador de salida (buffer). La amplitud de la señal de salida puede variarse entre 50mV_{pp} y 5V_{pp}, mediante el potenciómetro P1. La frecuencia puede variarse por pasos de 1Hz entre 1.000Hz. y 9.999Hz. La señal senoidal generada es simétrica respecto al nivel de referencia U_{ref} , el cual puede ser modificado por el potenciómetro P2. La impedancia de salida del amplificador es de 600Ohmios.

La tensión estabilizada de 12V y la tensión de referencia se obtienen a partir de 2 pilas de 9V. El estado de las pilas se controla con la ayuda de un galvanómetro (M) de 1mA FE. Téngase en cuenta que las resistencias marcadas con un asterisco poseen valores pertenecientes a la serie E48 (resistencia de 61k9). Si no se encontraran resistencias de este valor, se podrán emplear las de la serie E24 (1 por 100) con igual precisión.

A. G. Hobbs.

107 | exposímetro y temporizador para ampliadora



Muy a menudo se encuentran en las revistas de electrónica, circuitos de temporizadores y exposímetros para ampliadoras; y ELEKTOR no es una excepción. Sin embargo ya no es tan frecuente encontrar un circuito que pueda realizar ambas funciones, como ocurre en el montaje que se describe en este artículo.

Como es usual en estos circuitos, se utiliza una LDR (resistencia dependiente de la luz) como medidor de exposición. La cantidad de luz que incide en la LDR, determina el grado de desequilibrio en un puente de resistencias del que este componente forma parte. Durante la de medida, el relé Re1 se activa a través de S2e y pone en funcionamiento la ampliadora. La medida se realiza ajustando el potenciómetro P1 para restablecer manualmente el equilibrio del puente. El valor final de P1 después del ajuste es proporcional al tiempo de exposición necesario para obtener una fotografía correctamente expuesta.

El equilibrio del puente se indica mediante dos diodos (D7 y D8). Obviamente también podrá utilizarse un galvanómetro de 0 central como indicador de equilibrio, sin embargo este instrumento, a parte de ser más caro, resulta más difícil de leer en la oscuridad. El circuito está equilibrado cuando se apagan los dos LEDs.

Una vez conseguido esto, el interruptor S2 se cambiará de posición, con lo cual el circuito funcionará ahora como temporizador para la ampliadora. El valor de P1 junto con el condensador C3 determina ahora la duración de los impulsos generados por el multivibrador monoestable IC2. El temporizador entra en funcionamiento cuando se pulsa S3. En este momento se activa el relé, y enciende la lámpara de la ampliadora. Opcionalmente, pueden utilizarse los LEDs D5 y D6 para iluminar el panel del circuito y así indicar el funcionamiento del temporizador. Se ha previsto la posibilidad de apagar la luz de la cámara oscura a la vez que se enciende la lámpara de la ampliadora, para ello bastará utilizar un relé conmutador.

No hemos hablado hasta ahora del potenciómetro P2, el cual permite cambiar las características del puente para así adaptarse a los diferentes tipos de papel fotográfico. Para ello dotaremos a P2 de una escala graduada, en la que experimentalmente fijaremos la posición para cada tipo de papel. La utilidad de este circuito depende obviamente

te, de la precisión con que se haga el calibrado y de la calidad de la LDR.

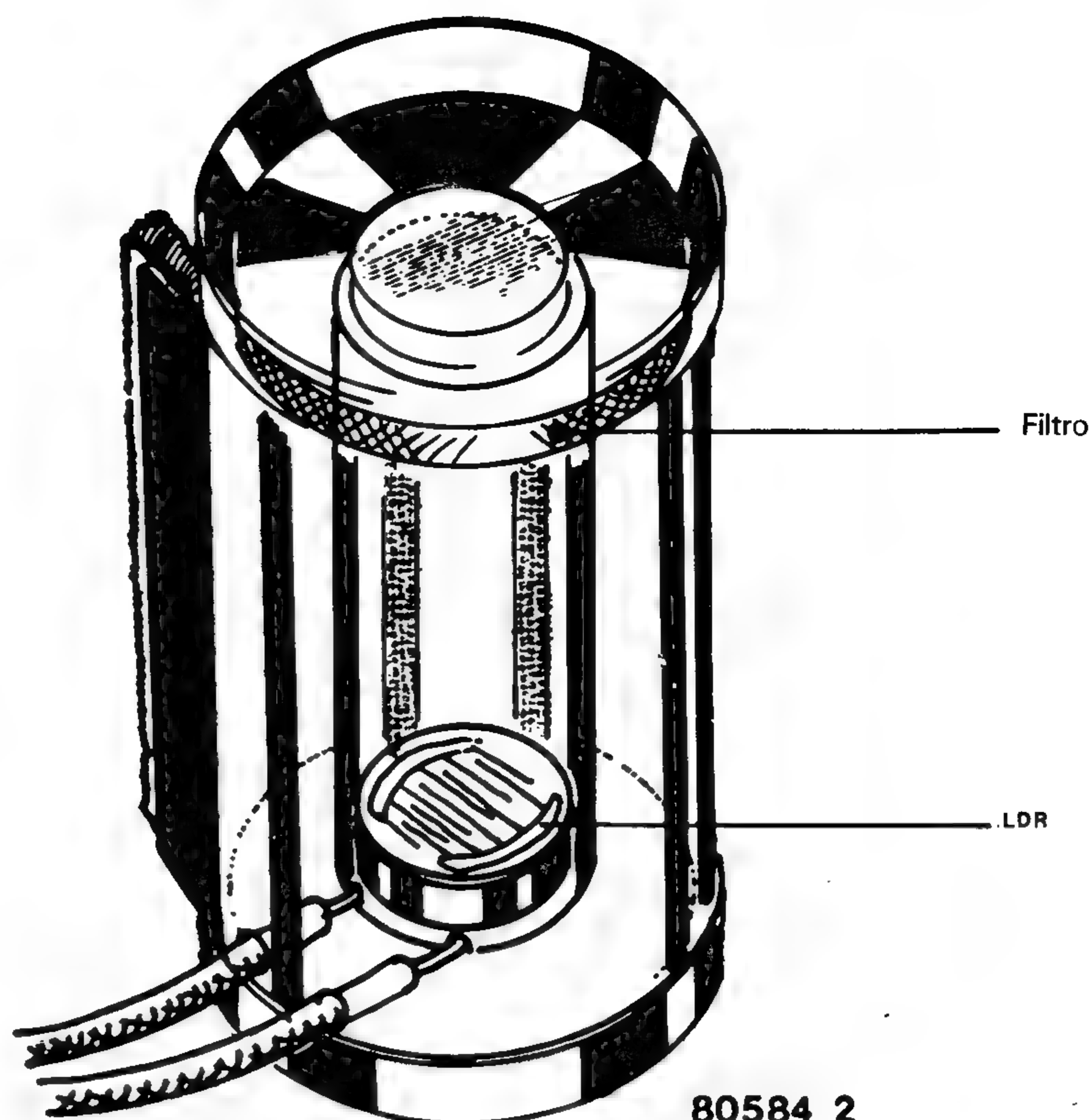
Aquellos lectores que deseen realizar medidas de luz puntuales, pueden hacerlo fácilmente introduciendo la LDR en un pequeño tubo de cartón. Este tubo se introducirá en el interior de un cartucho de película vacío, tal como se indica en la figura 2. La parte superior del cartucho se cubrirá con una tapa de plástico transparente (p. ej. metacrilato) ligeramente esmerilado con un papel de lija. Si se desea medir el tiempo de exposición (por tanto la iluminación media), deberá suprimirse la tapa transparente que cubre la parte superior del sensor y colocar otra de mayor tamaño delante del objetivo de la ampliadora. Cuando la ampliadora esté encendida no se deben poder distinguir los detalles del negativo sobre el marginador. Lógicamente durante la ex-

posición deberá retirarse esta cubierta de plástico.

Este circuito se calibrará experimentalmente. El potenciómetro P2 deberá poseer una escala numerada de 1 a 20. Con S2 en la posición temporizador, se ajustará P1 para obtener los diferentes tiempos de encendido de la lámpara. Para facilitar el uso de este aparato, sería conveniente calibrar P1 en valores exactos de tiempo.

A continuación nos serviremos del temporizador ya calibrado para obtener los mismos tiempos de exposición (por el método de ensayos sucesivos).

Las posiciones de P2 que proporcionen los mejores resultados, se irán apuntando en una tabla, para después contrastarlos con los diferentes papeles empleados, con lo cual fácilmente se podrá encontrar la posición de P2 para cada tipo de papel. ■



80584 2

108

generador de efectos para guitarra

Estamos seguros de que este circuito encontrará gran popularidad entre los intérpretes de guitarra eléctrica más exigentes e imaginativos, ya que ofrece toda una gama de posibilidades para realzar y enriquecer el ya excitante sonido de una guitarra eléctrica. Este circuito posee 3 controles, si bien el que mayor efecto produce es el tercero de ellos (P3).

La señal de entrada se representa en la figura 1a. Cuando el potenciómetro P3 está a 0, la señal de entrada queda simplemente recortada, tal y como se muestra en la figura b. Al girar P3 se obtiene toda una gama de

formas de onda, incluyendo la multiplicación por 2 de la frecuencia original. Como parece desprenderse de estas consideraciones, P3 determina la forma de onda básica; un segundo control (P2) determina el «grado» o profundidad del efecto producido, y finalmente el potenciómetro P1 regula la sensibilidad. Como en la mayoría de los circuitos de este tipo, el efecto final depende del nivel de la señal de entrada (sorprendentemente, se ha comprobado que la mayoría de los músicos prefieren este tipo de control), de modo que un control de sensibilidad es a la vez necesario y útil.

La ganancia global del circuito depende del ajuste de los diversos controles, y puede tomar cualquier valor comprendido entre 3 y 30 (10dB...30dB).

Es de hacer notar que el potenciómetro P1 no se ha concebido como potenciómetro de volumen, puesto que se supone que los buenos amplificadores de guitarra ya lo llevan incorporado.

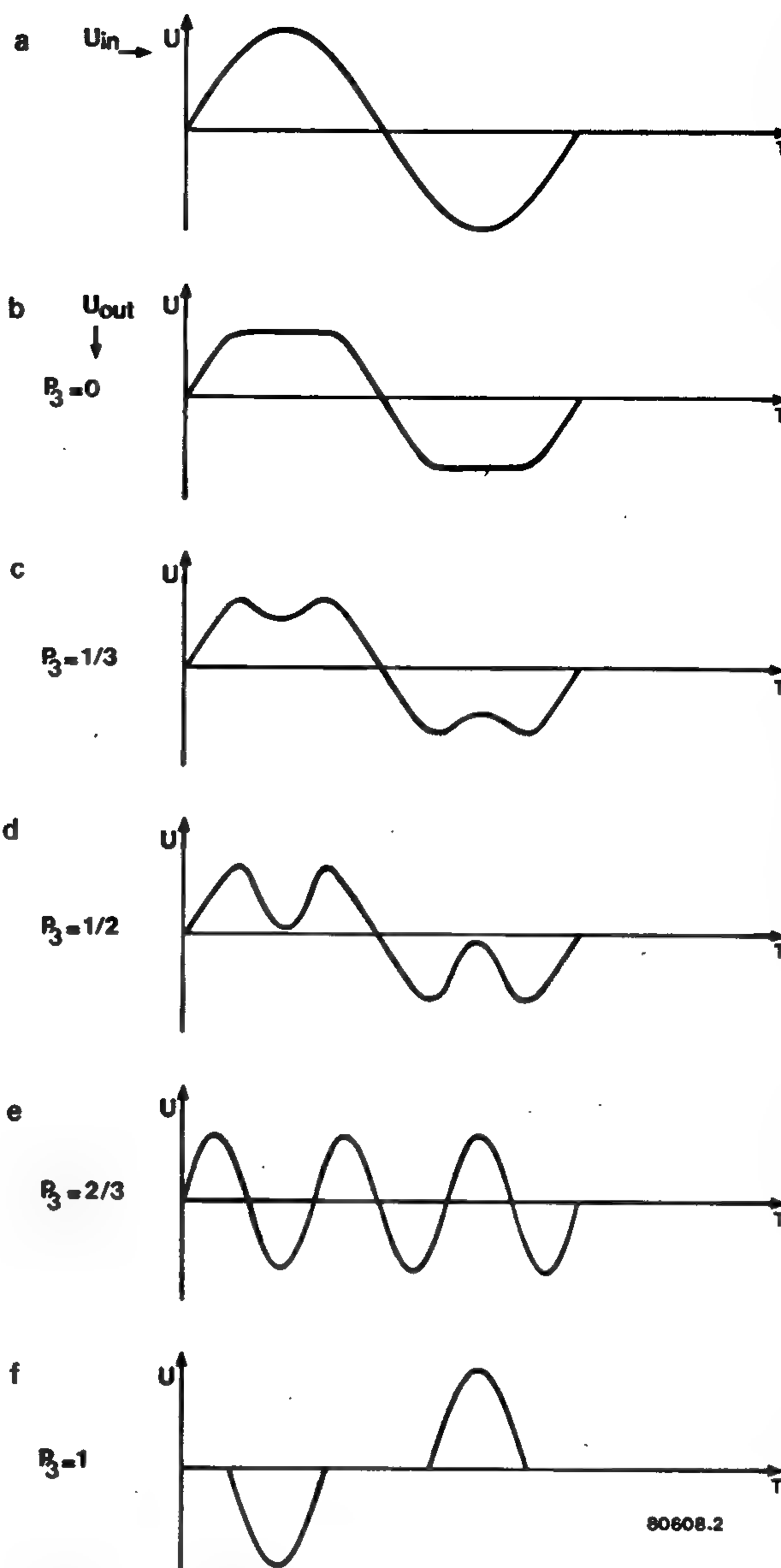
En la figura 2 se muestra el esquema eléctrico del circuito. A1 es un amplificador separador de entrada, cuya ganancia viene determinada por P1. La señal de salida de este amplificador operacional se aplica a otro

amplificador cuya ganancia es 10 (A2). A continuación la señal se lleva a la entrada de un tercer amplificador, pero en este caso de ganancia variable (A3); la ganancia de este amplificador viene determinada por el potenciómetro P2. Llegados a este punto las cosas se complican un poco más. Dos diodos, D1 y D2, están conectados en anti-paralelo entre las salidas de A2 y A3. Si la ganancia de estas dos etapas amplificadoras son iguales, su salida será también idéntica con lo cual los diodos nunca entrarán en conducción. Sin embargo, al reducir la ganancia de A3 se producen dos cosas: la salida de A2 queda recortada en la entrada de A4 y la salida de A3 sufre una amplificación en las crestas de la señal. Esta última señal se invierte gracias al amplificador operacional A5, cuya ganancia es regulada por el potenciómetro P2b, de esta forma se compensan las diferencias de ganancia introducidas por P2a. Para obtener este resultado, se conectan los potenciómetros P2a y P2b en oposición, de forma que cuando el valor del primero aumenta el del otro disminuye.

En este momento disponemos de 2 señales del mismo nivel, pero en oposición de fase. Por otra parte cuando una de ellas sufre un recorte, la otra experimenta una amplificación. Estas dos señales se suman mediante el operacional A6. ¿Qué se obtiene a la salida de este sumador? La componente fundamental, no distorsionada, de las dos señales es idéntica, pero se encuentran en oposición de fase de forma que se anulan. Contrariamente las componentes debidas a la distorsión de las señales se suman: cuando la salida de A4 es «baja» debido al recorte, la salida de A5 es un valor de pico negativo debido a que esta etapa invierte la señal. De todo esto resulta que la salida de A6 no contiene más que breves picos de señal que corresponden a las crestas de la señal de entrada cuando D1 y D2 conducen. O para ser más precisos, cortos valles que se corresponden con las crestas, y viceversa (cuando la salida de A4 se hace alta, la de A6 se hace baja). Es decir podremos utilizar el potenciómetro P3 para elegir la proporción de mezcla de ambas señales (Blend), produciendo así las curiosas formas de onda mostradas en la figura 2.

A7 se utiliza como amplificador separador de salida. Si se emplean amplificadores operacionales cuádruples esto nos dejará

1

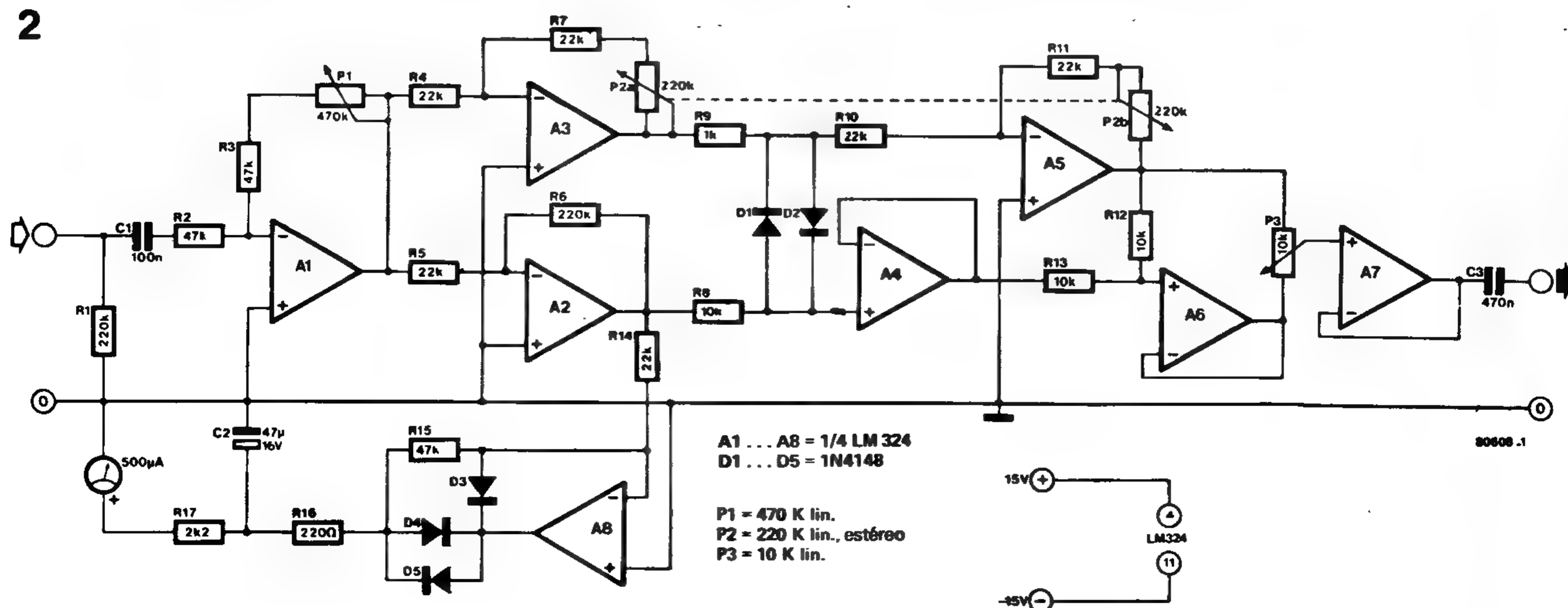


inutilizados uno de ellos, sin embargo podemos remediarlo utilizando el amplificador operacional sobrante como VU-metro para indicar la señal de salida.

Gracias a este improvisado indicador de nivel nos resultará mucho más fácil efectuar los ajustes del generador de efectos sono-

ros. El potenciómetro P1, se ajustará de forma que pulsando una cuerda la aguja del indicador se desvíe aproximadamente la mitad de la escala (40 a 70 por 100). P2 se ajustará al gusto de cada intérprete, puesto que este potenciómetro regula la mezcla de señales.

2



TUPTUNDUGDUS

Como ya es costumbre en Elektor, los transistores y diodos de algunos circuitos vienen marcados como «TUP» (transistor universal PNP), «TUN» (Transistor universal NPN), «DUG» (Diodo universal de germanio), o «DUS» (Diodo universal de silicio). Estas siglas agrupan a una gran cantidad de semiconductores de características similares, sin embargo para que un componente específico pueda ser incluido en uno de estos grupos, ha de verificar realmente (como mínimo) las especificaciones de las tablas que a continuación se dan.

	tipo	Uce0 max	Ic max	hfe min.	Ptot max	fT min.
TUN	NPN	20 V	100 mA	100	100 mW	100 MHz
TUP	PNP	20 V	100 mA	100	100 mW	100 MHz

Tabla 1a. Valores mínimos para las especificaciones de los TUP y TUN

Tabla 1b. Valores mínimos para las especificaciones de los DUS y DUG.

	tipo	UR max	IF max	IR max	Ptot max	CD max
DUS	Si	25 V	100 mA	1 µA	250 mW	5 pF
DUG	Ge	20 V	35 mA	100 µA	250 mW	10 pF

Tabla 2. Algunos de los transistores que cumplen las especificaciones de los TUN.

TUN		
BC 107	BC 208	BC 384
BC 108	BC 209	BC 407
BC 109	BC 237	BC 408
BC 147	BC 238	BC 409
BC 148	BC 239	BC 413
BC 149	BC 317	BC 414
BC 171	BC 318	BC 547
BC 172	BC 319	BC 548
BC 173	BC 347	BC 549
BC 182	BC 348	BC 582
BC 183	BC 349	BC 583
BC 184	BC 382	BC 584
BC 207	BC 383	

Tabla 3. Algunos de los transistores que cumplen las especificaciones de los TUP.

TUP		
BC 157	BC 253	BC 352
BC 158	BC 261	BC 415
BC 177	BC 262	BC 416
BC 178	BC 263	BC 417
BC 204	BC 307	BC 418
BC 205	BC 308	BC 419
BC 206	BC 309	BC 512
BC 212	BC 320	BC 513
BC 213	BC 321	BC 514
BC 214	BC 322	BC 557
BC 251	BC 350	BC 558
BC 252	BC 351	BC 559

La última letra (después del número) indica la ganancia en corriente.

- A: α' (β , h_{fe}) = 125-260
- B: α' = 240-500
- C: α' = 450-900.

Tabla 4. Algunos de los diodos que cumplen las especificaciones de los DUS y DUG.

DUS		DUG
BA 127	BA 318	OA 85
BA 217	BAX13	OA 91
BA 218	BAY61	OA 95
BA 221	1N914	AA 116
BA 222	1N4148	
BA 317		

Tabla 5. Mínimas especificaciones para los transistores BC107, -108, -109 y BC177, -178, -179 (de acuerdo con las normas Pro-electron standard). Téngase en cuenta que el transistor BC179 no cumple necesariamente las especificaciones de un TUP ($I_{c, \text{máx.}} = 50 \text{ mA}$).

	NPN	PNP
	BC 107 BC 108 BC 109	BC 177 BC 178 BC 179
Uce0 max	45 V 20 V 20 V	45 V 25 V 20 V
Ueb0 max	6 V 5 V 5 V	5 V 5 V 5 V
Ic max	100 mA 100 mA 100 mA	100 mA 100 mA 50 mA
Ptot. max	300 mW 300 mW 300 mW	300 mW 300 mW 300 mW
fT min.	150 MHz 150 MHz 150 MHz	130 MHz 130 MHz 130 MHz
F max	10 dB 10 dB 4 dB	10 dB 10 dB 4 dB

Tabla 6. Algunos equivalentes de la familia BC107, -108... Estos datos están tomados de Pro-electron standard. Algunos fabricantes indican especificaciones superiores para algunos de estos componentes.

NPN	PNP	Cápsula	Comentarios
BC 107 BC 108 BC 109	BC 177 BC 178 BC 179		
BC 147 BC 148 BC 149	BC 157 BC 158 BC 159		Pmax = 250 mW
BC 207 BC 208 BC 209	BC 204 BC 205 BC 206		
BC 237 BC 238 BC 239	BC 307 BC 308 BC 309		
BC 317 BC 318 BC 319	BC 320 BC 321 BC 322		Icmax = 150 mA
BC 347 BC 348 BC 349	BC 350 BC 351 BC 352		
BC 407 BC 408 BC 409	BC 417 BC 418 BC 419		Pmax = 250 mW
BC 547 BC 548 BC 549	BC 557 BC 558 BC 559		Pmax = 500 mW
BC 167 BC 168 BC 169	BC 257 BC 258 BC 259		169/259 Icmax = 50 mA
BC 171 BC 172 BC 173	BC 251 BC 252 BC 253		251 ... 253 bajo ruido
BC 182 BC 183 BC 184	BC 212 BC 213 BC 214		Icmax = 200 mA
BC 582 BC 583 BC 584	BC 512 BC 513 BC 514		Icmax = 200 mA
BC 414 BC 414 BC 414	BC 416 BC 416 BC 416		bajo ruido
BC 413 BC 413	BC 415 BC 415		bajo ruido
BC 382 BC 383 BC 384			
BC 437 BC 438 BC 439			Pmax = 220 mW
BC 467 BC 468 BC 469			Pmax = 220 mW
	BC 261 BC 262 BC 263		bajo ruido

AMP-OP. COMPARADORES

703

DECOUPLING

INPUT HIGH

INPUT LOW

GROUND

OUTPUT

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

709

INPUT COMP A

INPUT COMP B

V+

OUTPUT

OUTPUT COMP

NOTE: Pin 7 connected to bottom of package.

INPUT COMP B

INPUT COMP A

V+

OUTPUT

OUTPUT COMP

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

741 (835,844)

BAL

IN

V+

OUTPUT

BAL

IN

V-

OUTPUT

BAL

IN

V-

OUTPUT

BAL

IN

V-

OUTPUT

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

TAA 861 (A)

V+

V-

Compensation

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

LM3900

V+

V-

Compensation

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

1458 (5558)

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

SN 76131 = TBA 231 = μ A 739

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

324

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

CA 3080

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

CA 3094

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

CA 3130

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

339 (3302)

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

TIPOS ESPECIALES

CA 3086 = CA 3046

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

VISTO POR ABAJO

LM309K

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

555

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

VISTO POR ABAJO

556

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

1310

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

REGULADORES DE TENSION

L 129/L 130/L 131

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

VISTO POR ABAJO

μ A 78..

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

VISTO POR ABAJO

LM 309 H, μ A 78 M..

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

VISTO POR ABAJO

TBA 625 (829, 830)

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

CURRENT LIMIT

723 (550)

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

VISTO POR ABAJO

SG 3501 (SG 4501)

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

LM 325 (LM 125/LM 225)

Output A

Inverting Input A

Noninverting Input A

V+

Output B

Inverting Input B

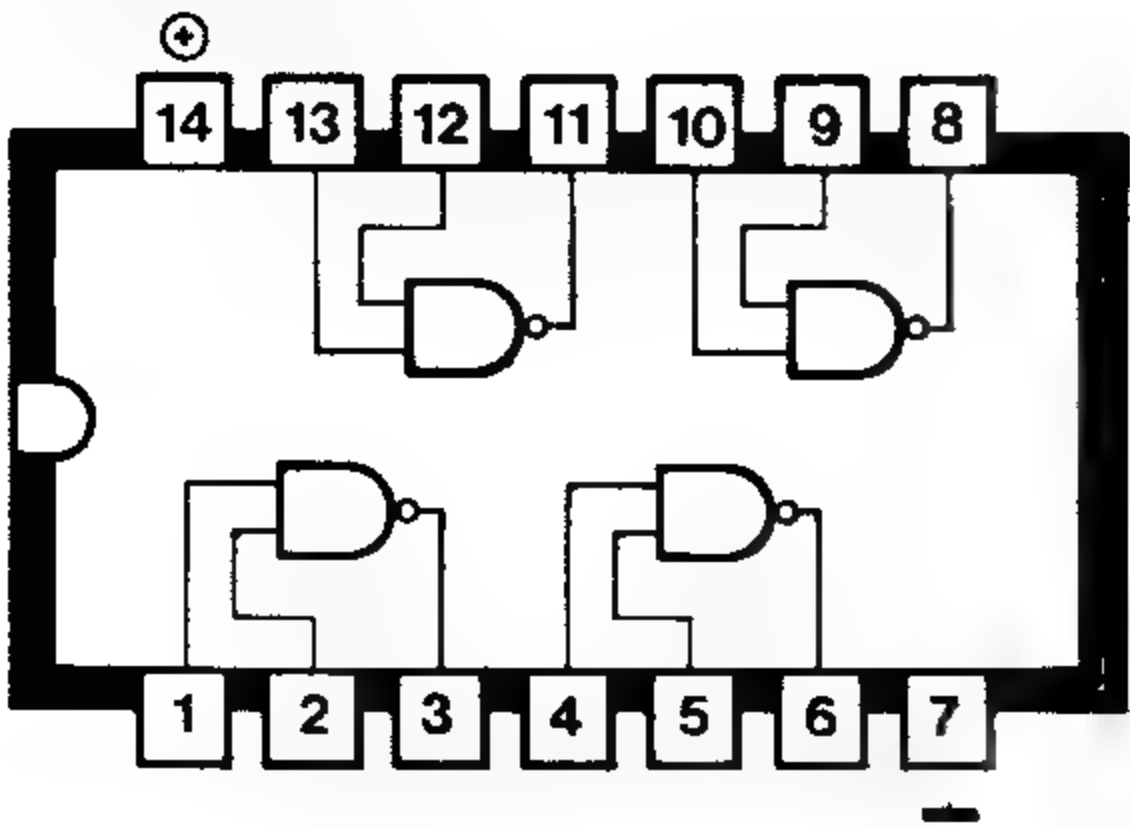
Noninverting Input B

V-

NOTA: Patilla 4 conectada a la capsula

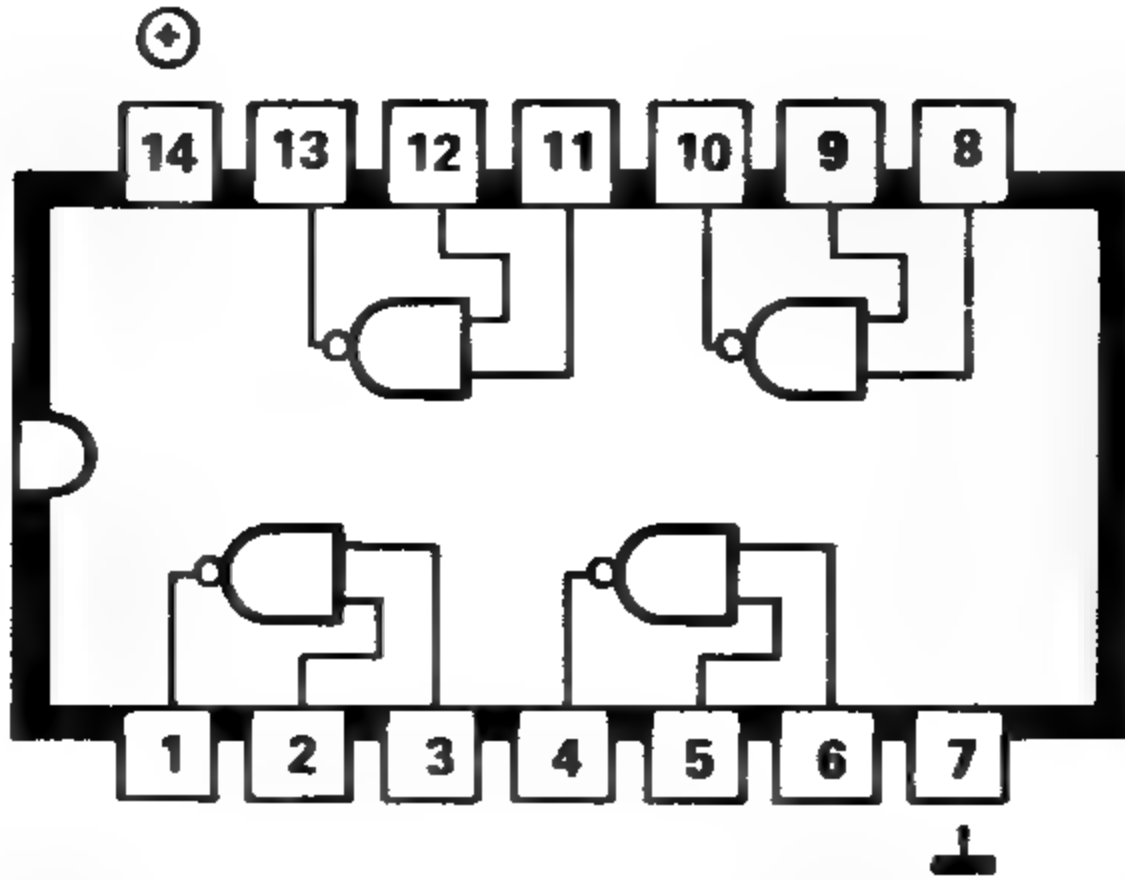
QUADRUPL 2 INPUT NAND GATES

7400
7403 open collector outputs
7437 power driver (fan out = 30)



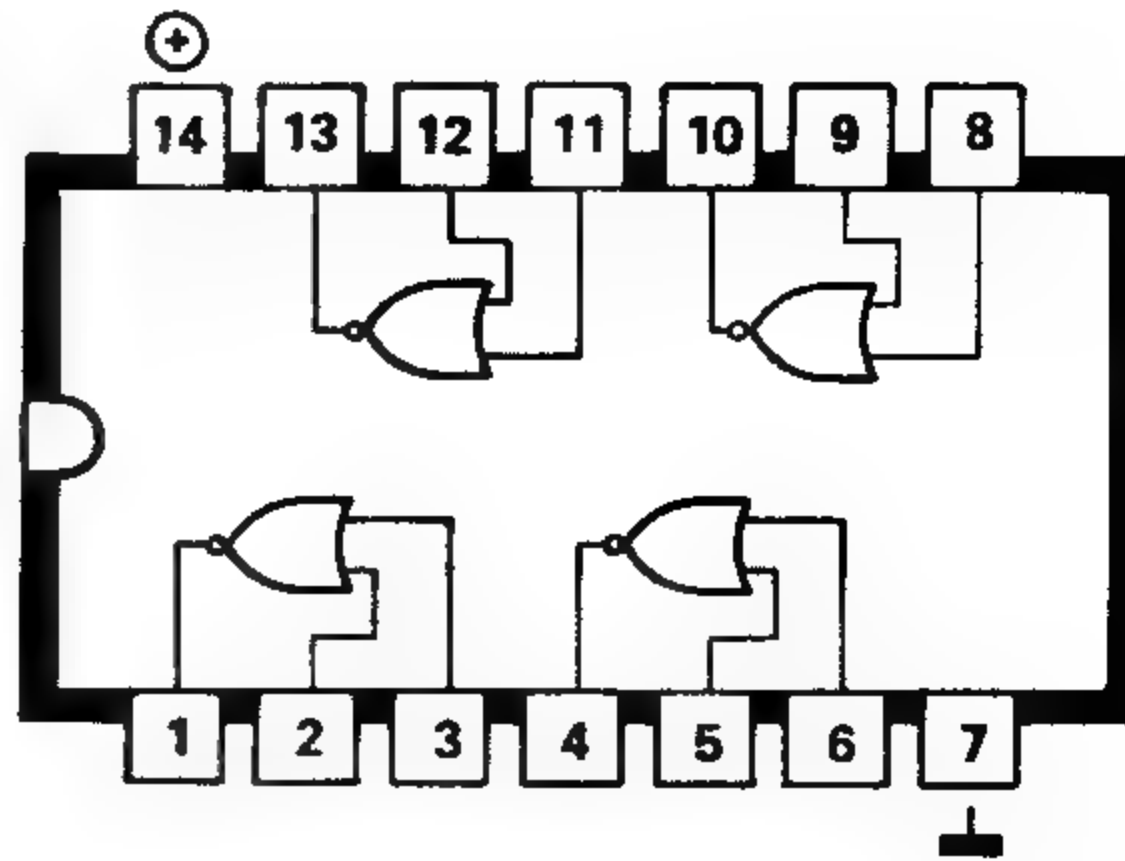
QUADRUPL 2-INPUT NAND GATE WITH OPEN COLLECTOR OUTPUT

7401



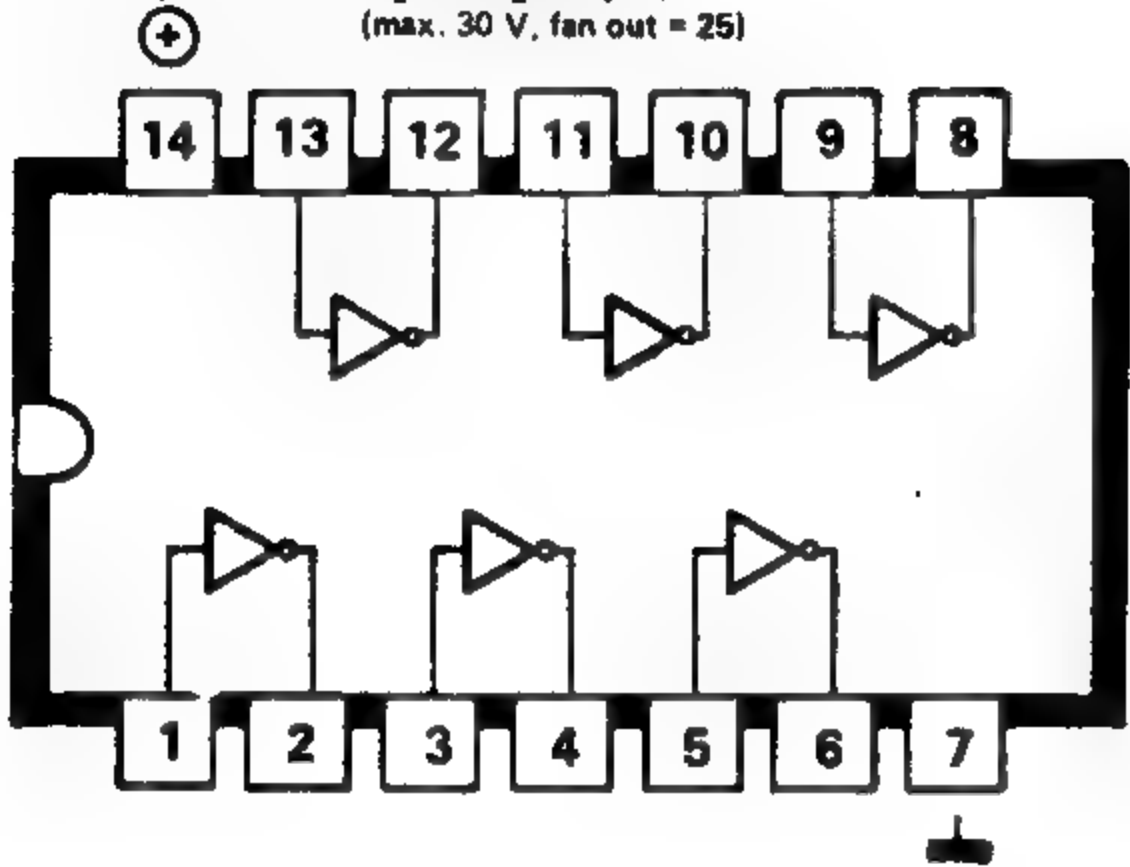
QUADRUPL 2 INPUT NOR GATES

7402
7428 power driver (fan out = 30)



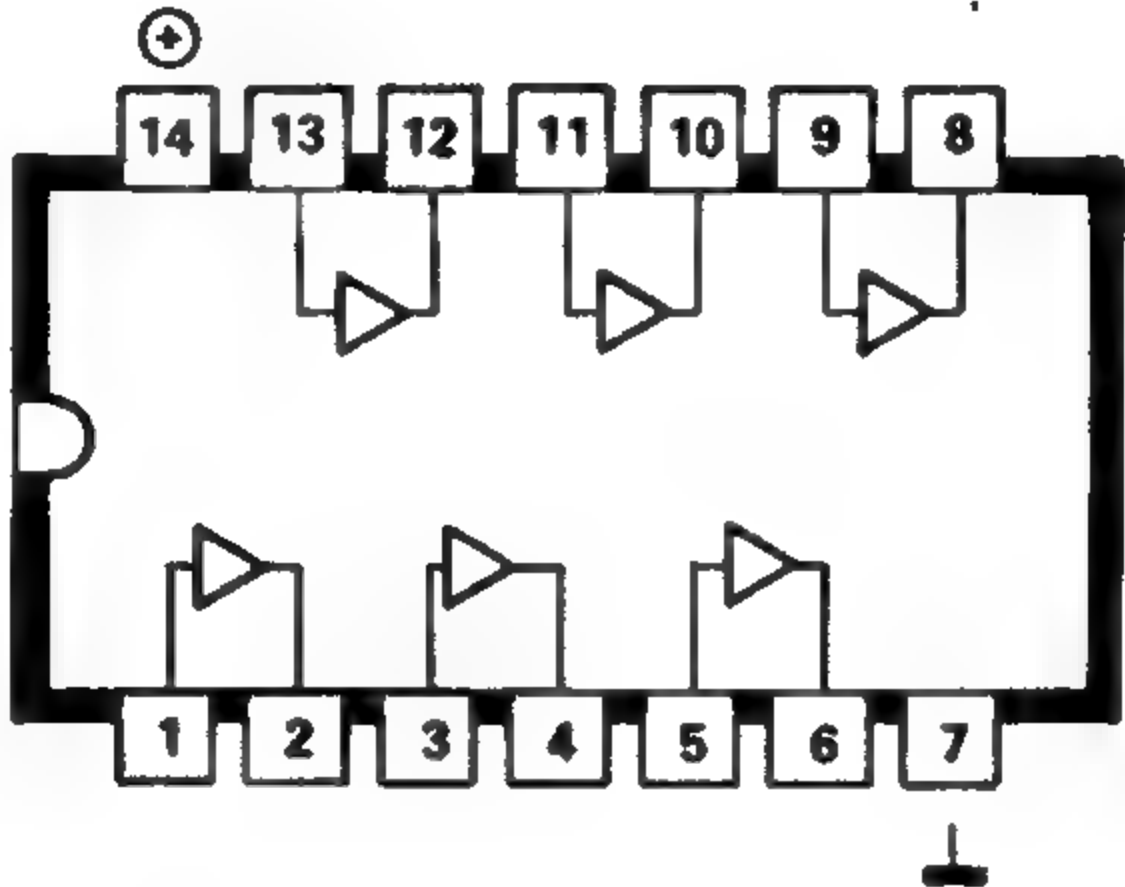
HEX INVERTERS

7404
7405 open collector outputs
7406 open collector high voltage outputs (max. 30 V, fan out = 25)
7416 open collector high voltage outputs (max. 30 V, fan out = 25)



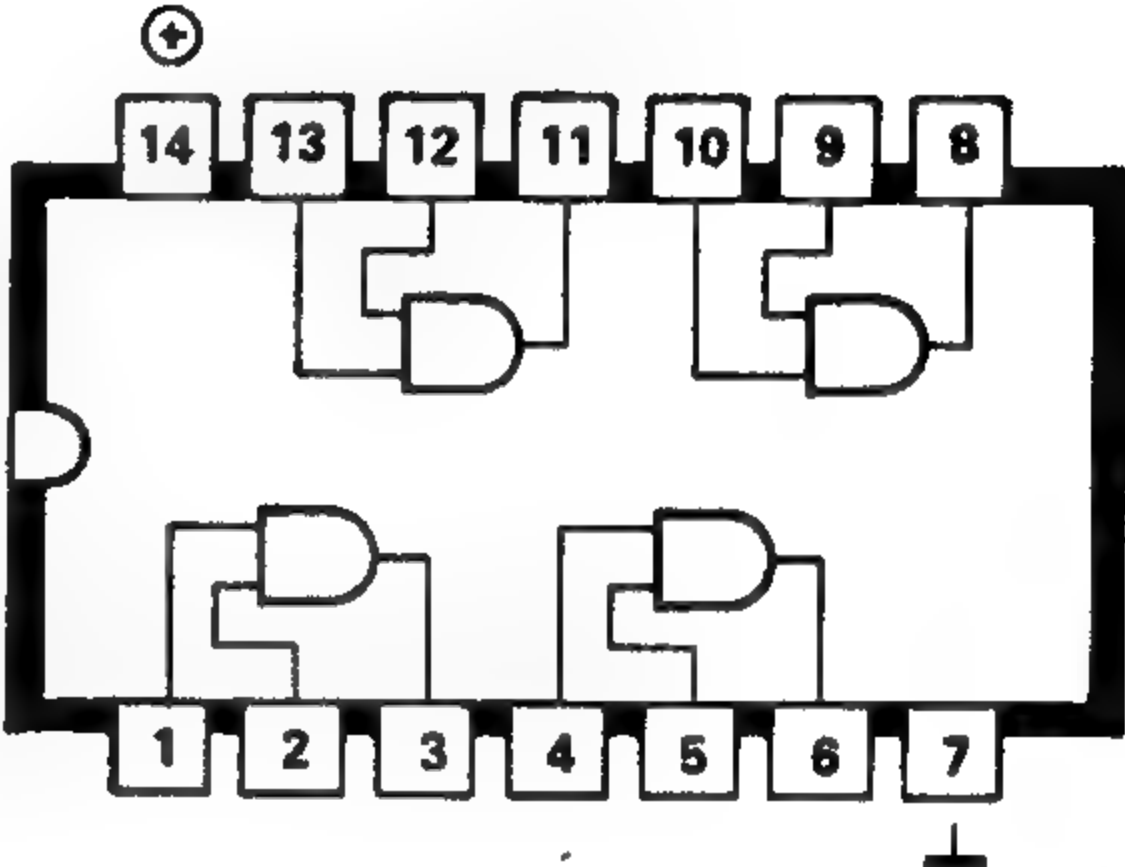
HEX BUFFER/DRIVER WITH OPEN-COLLECTOR HIGH VOLTAGE OUTPUTS (max. 30 V, fan out = 25)

7407



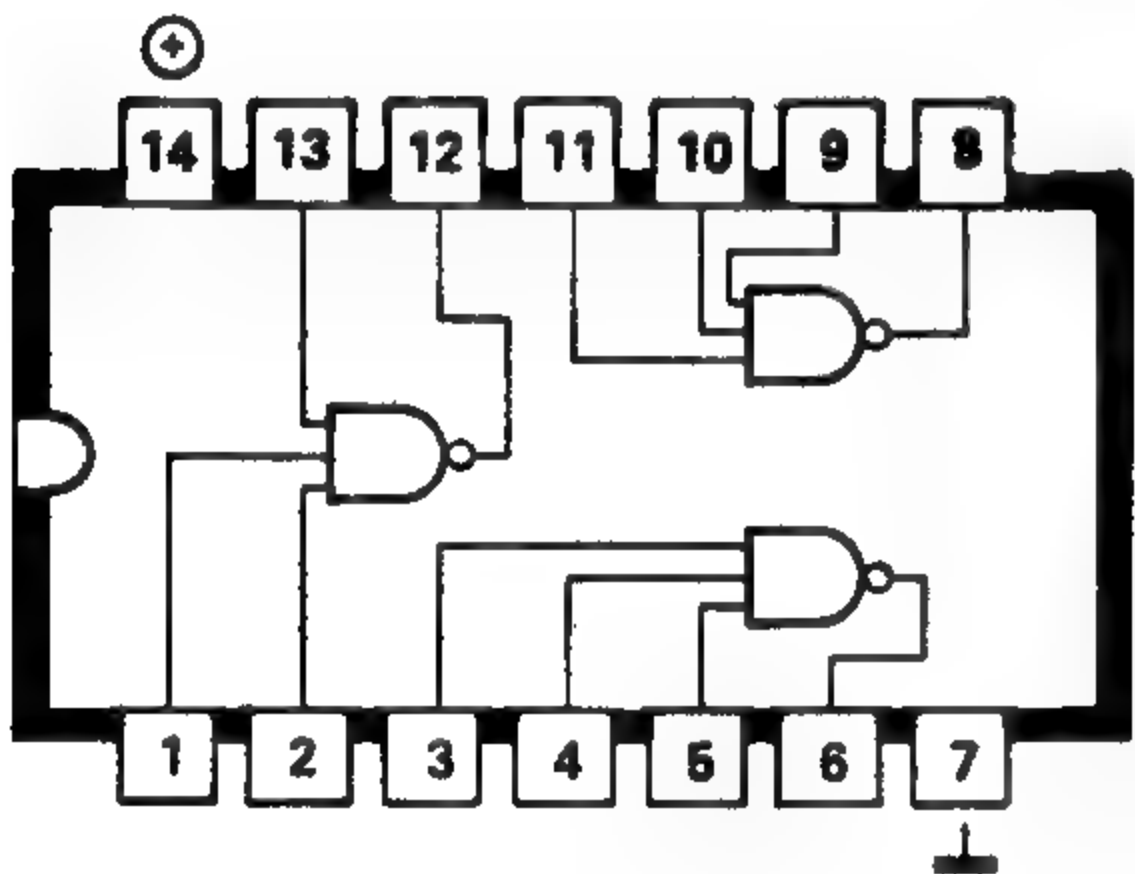
QUADRUPL 2-INPUT AND GATES

7408
7409 open collector outputs



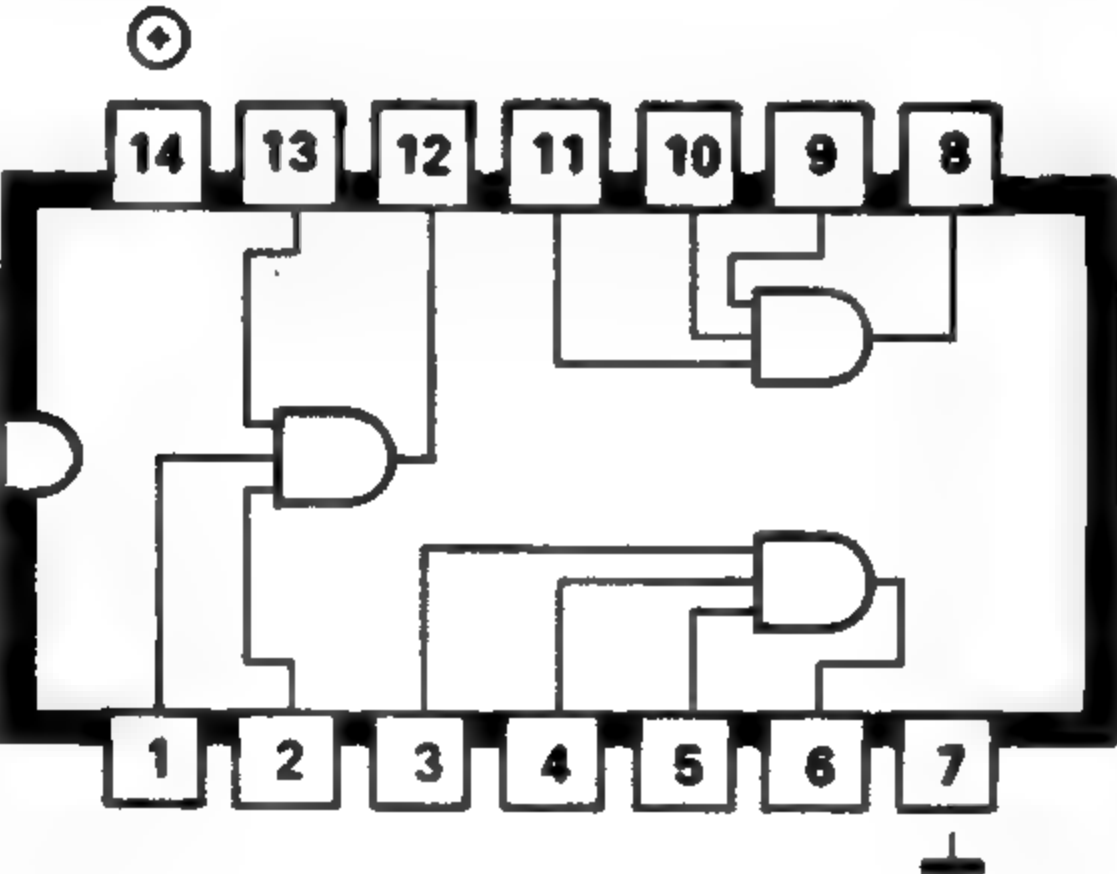
TRIPLE 3-INPUT NAND GATES

7410
7412 open collector outputs



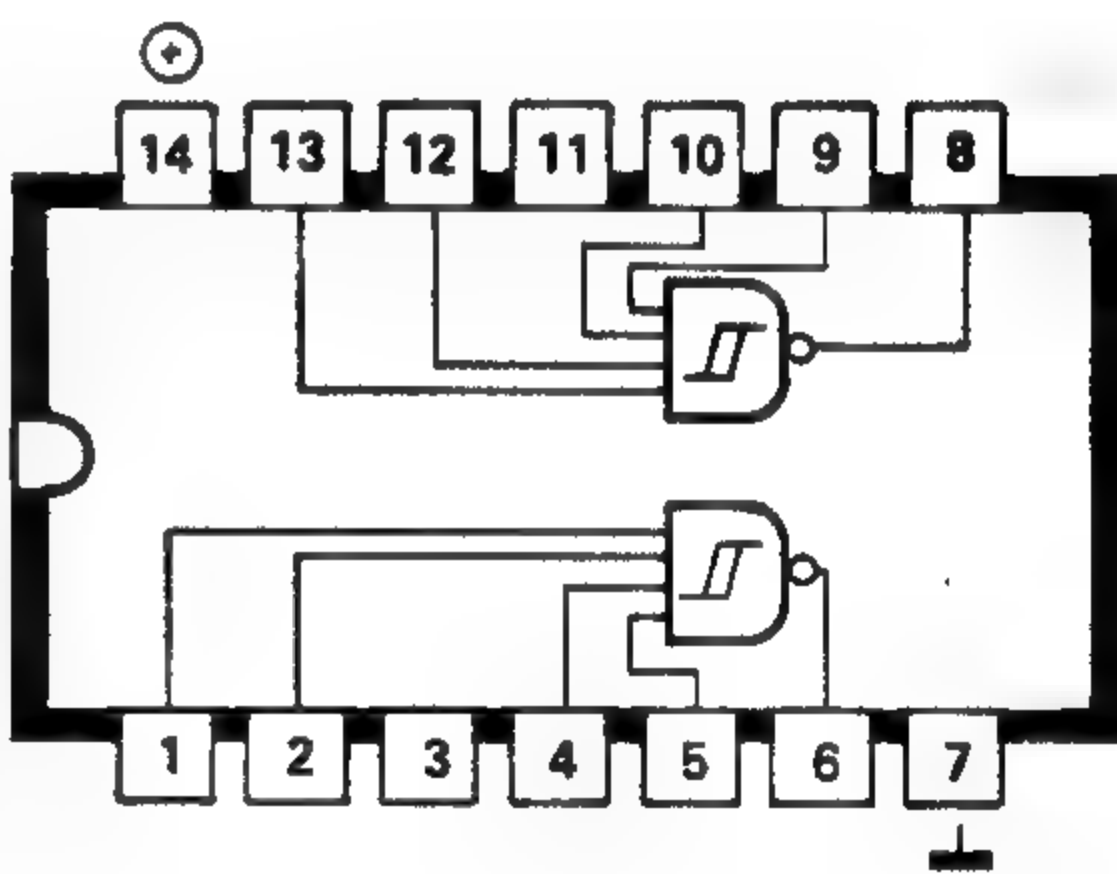
TRIPLE 3-INPUT AND GATE

7411



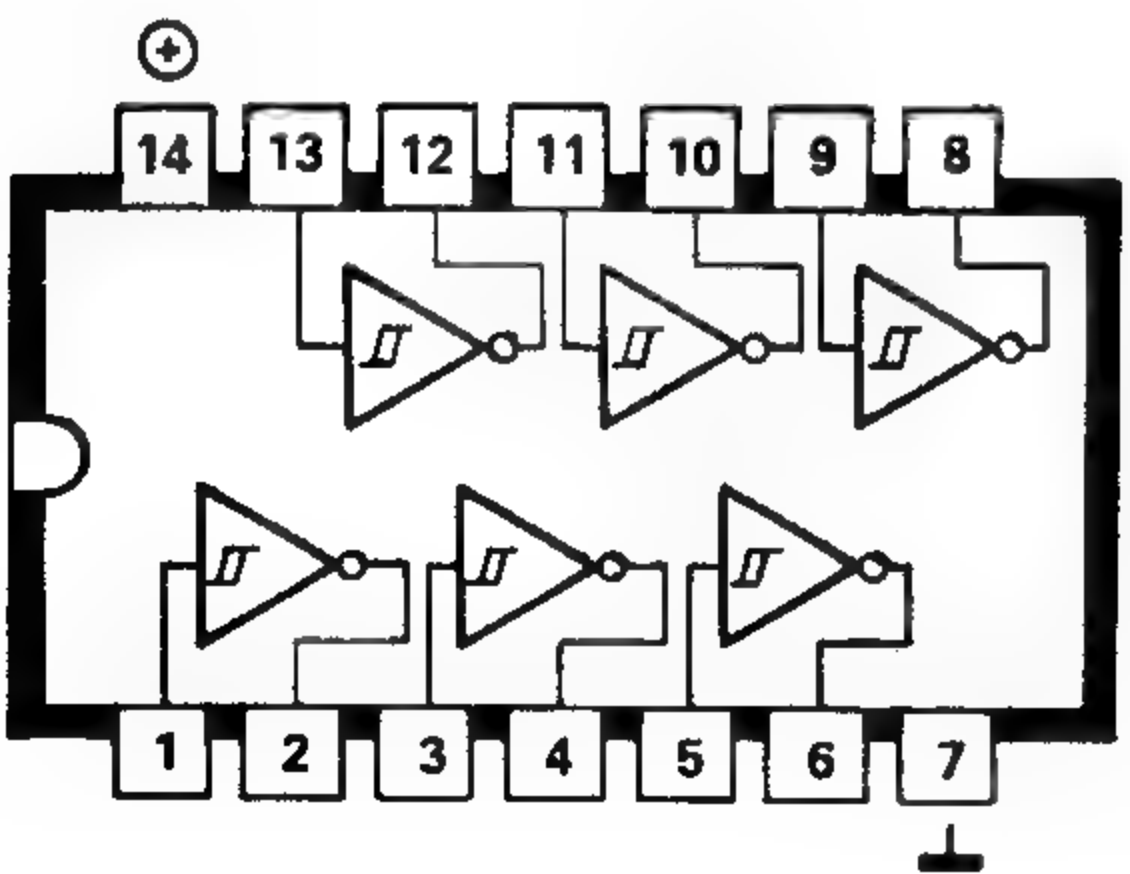
DUAL 4-INPUT NAND SCHMITT TRIGGER

7413



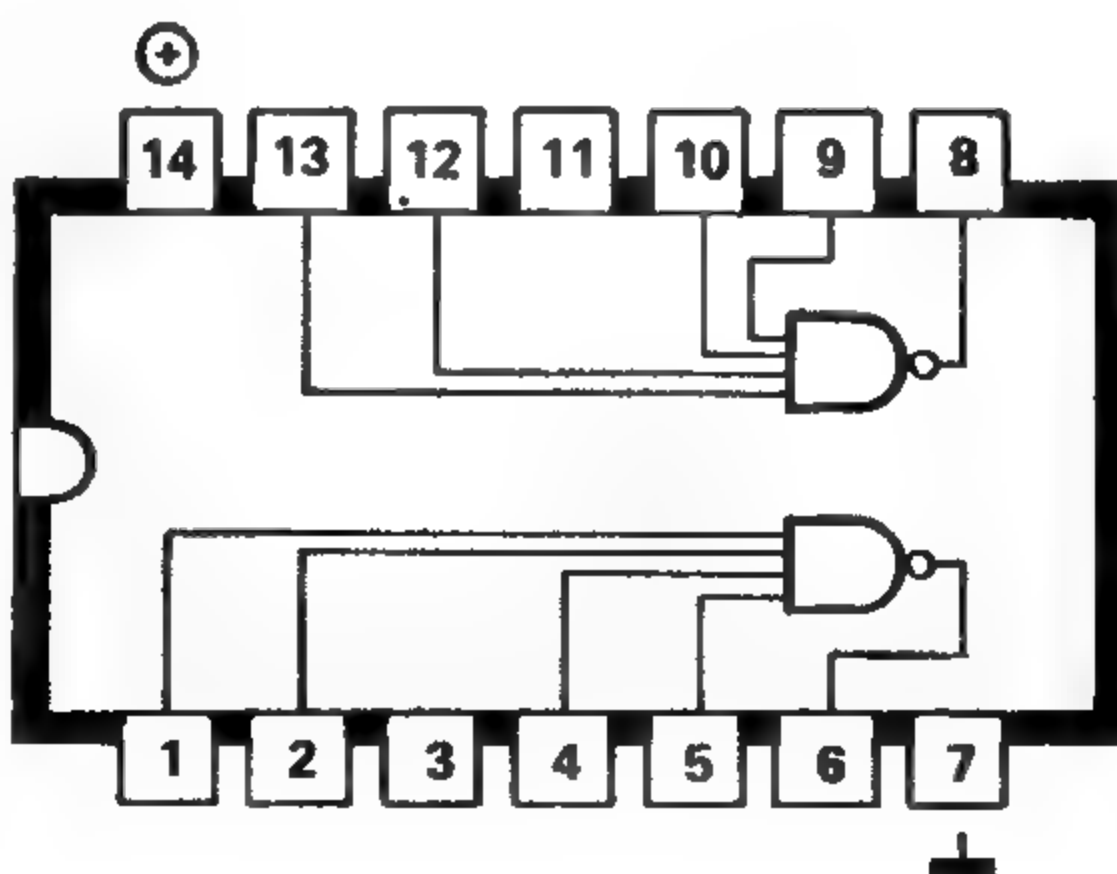
HEX SCHMITT TRIGGER INVERTER

7414



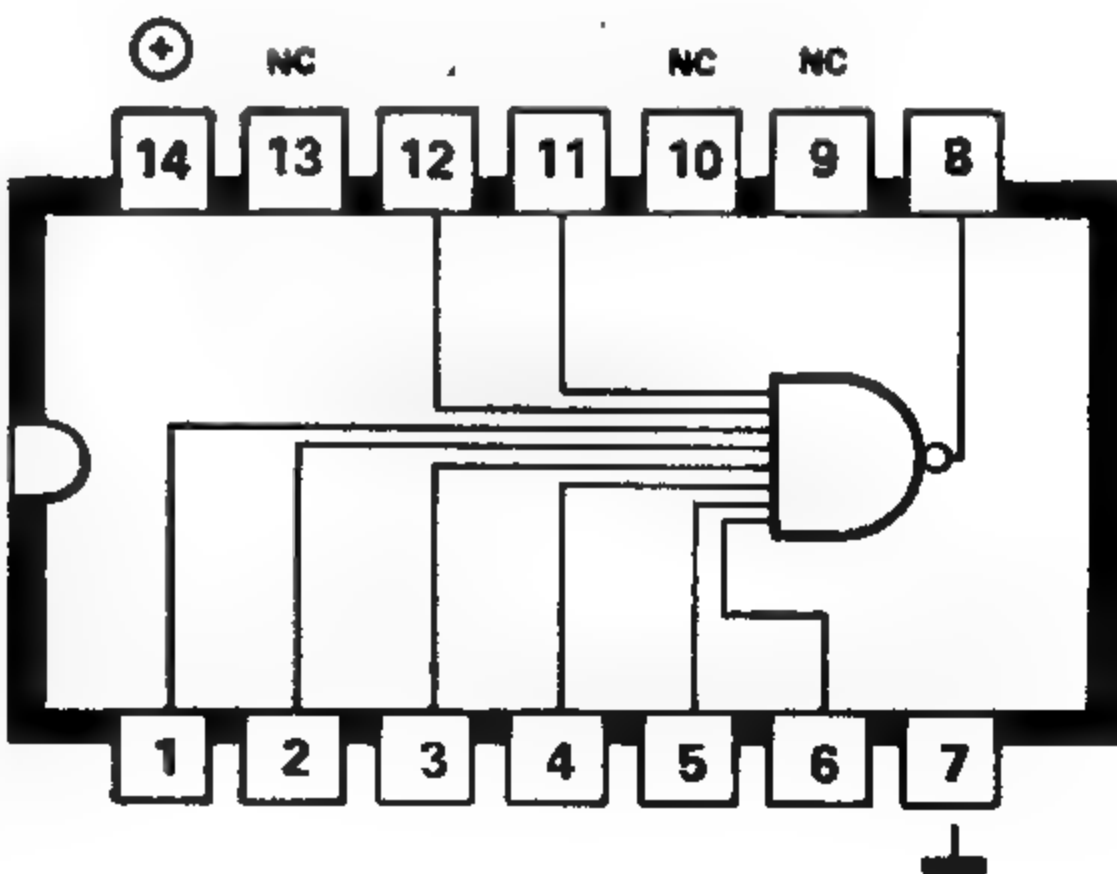
DUAL 4-INPUT NAND GATES

7420
7440 power driver (fan out = 30)



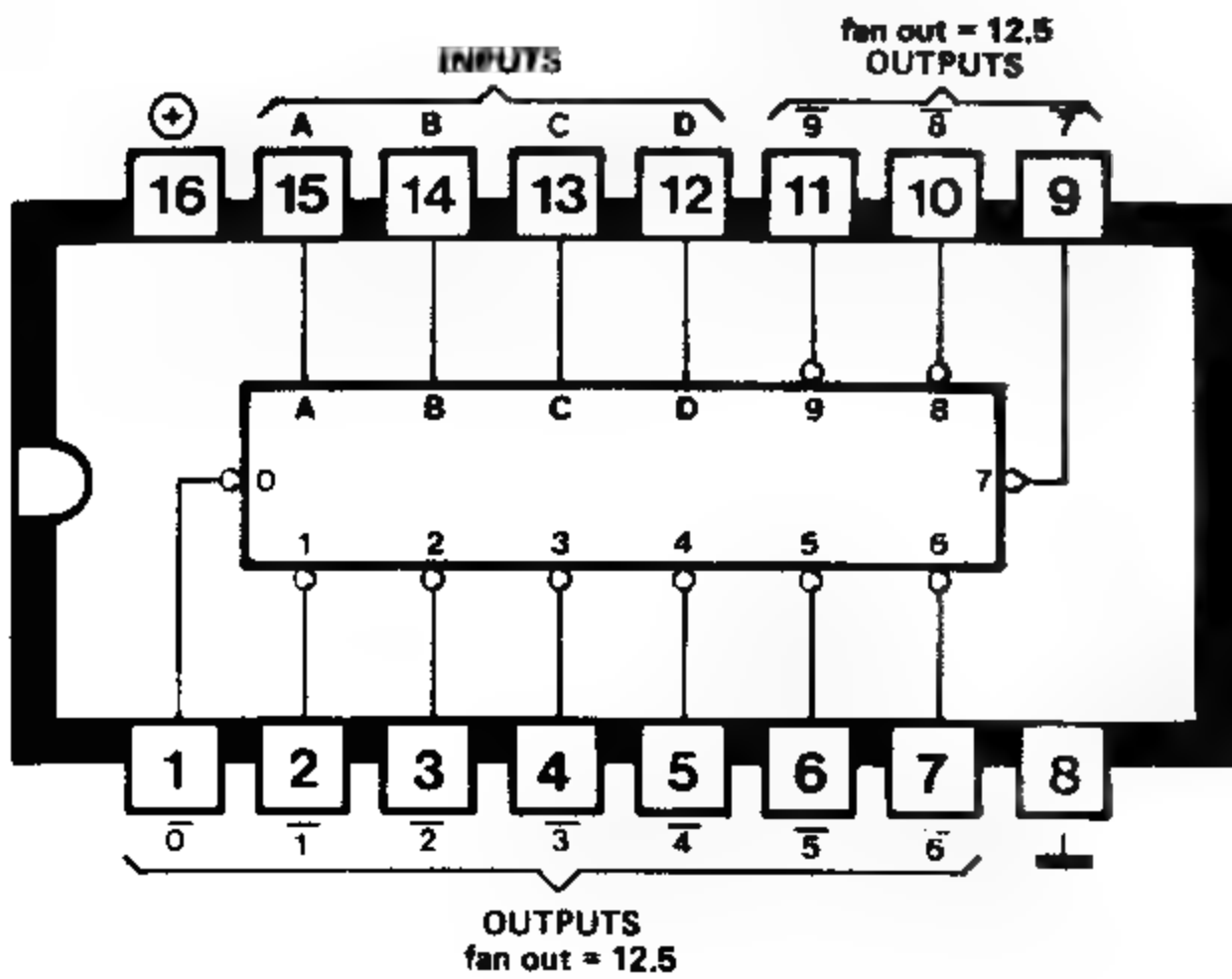
8 INPUT NAND GATE

7430



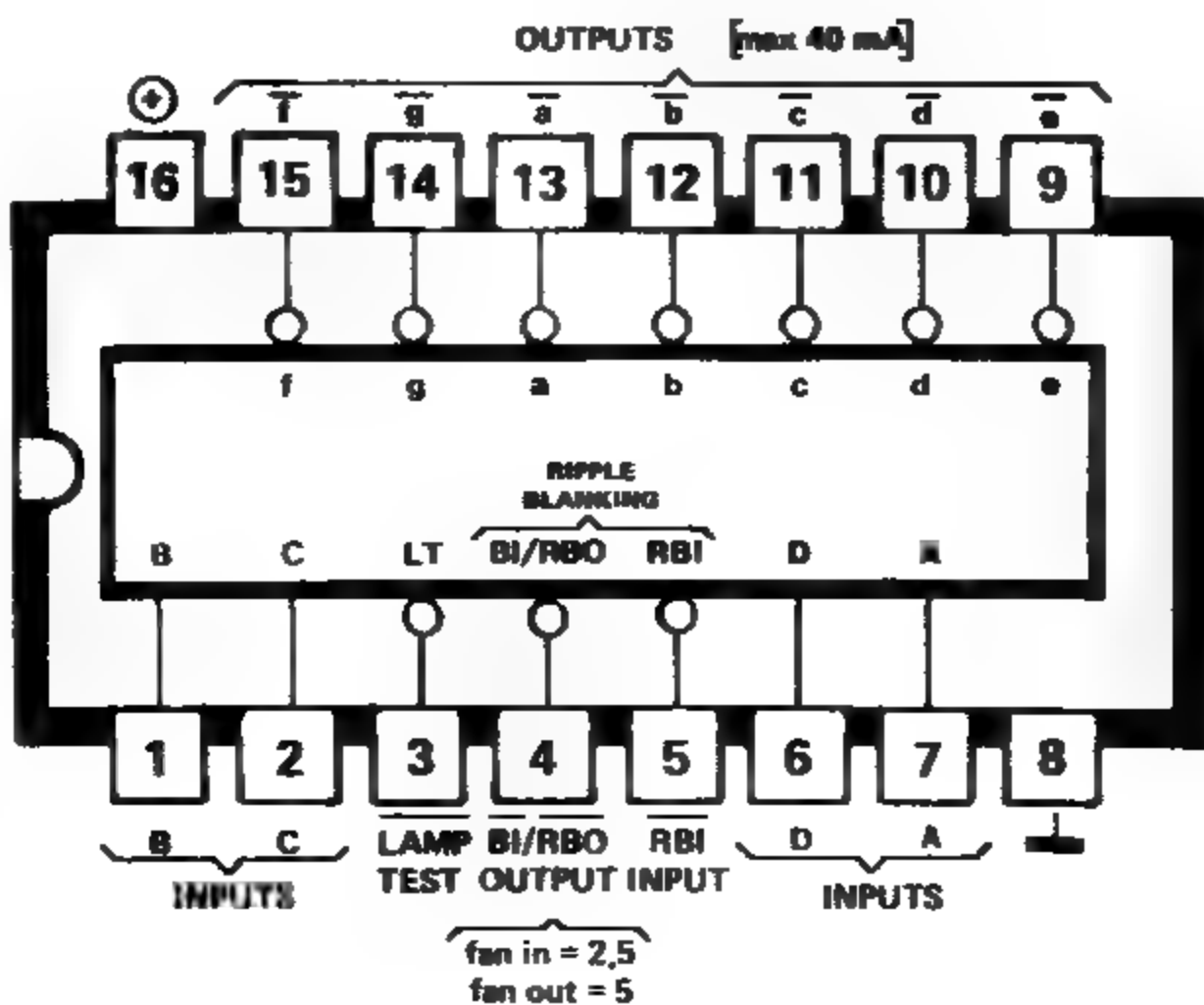
BCD-TO-DECIMAL DECODER/DRIVER WITH OPEN COLLECTOR OUTPUTS (max. 30 V)

7445



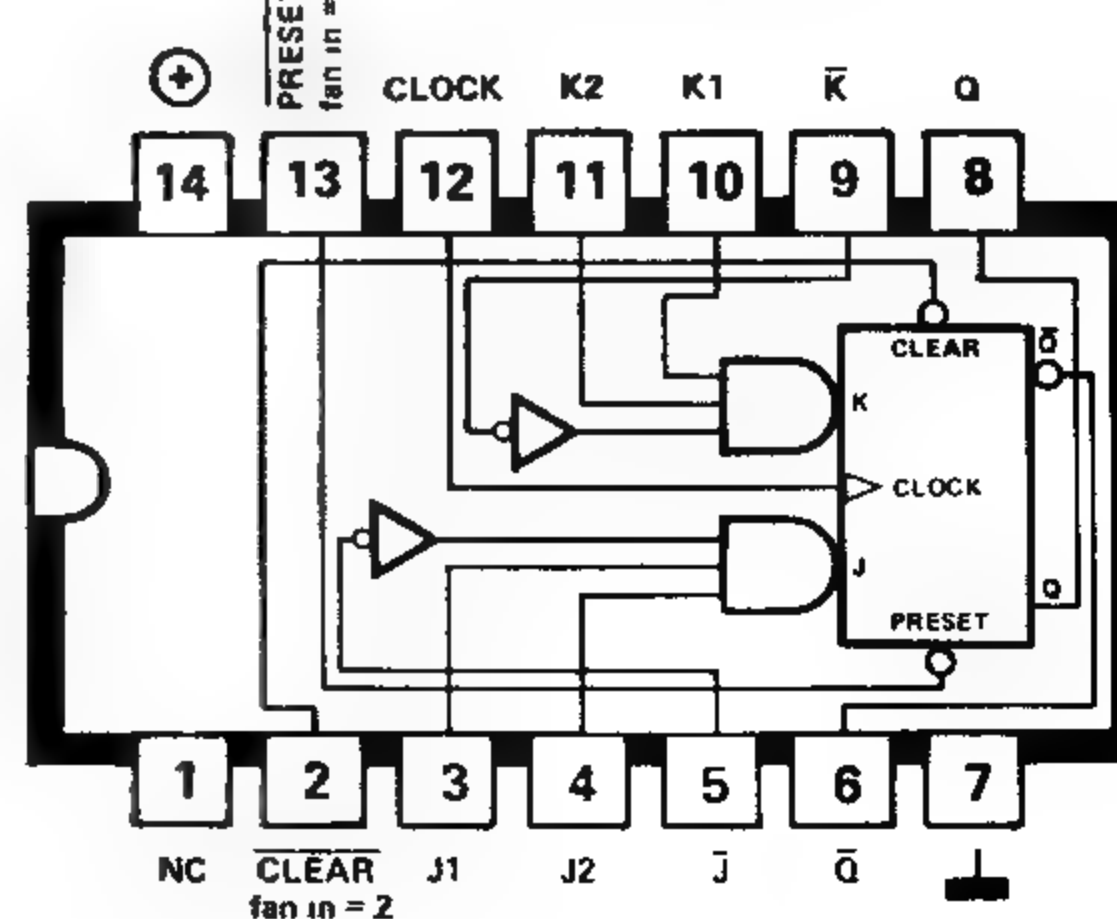
BCD TO 7 SEGMENT DECODER/DRIVER

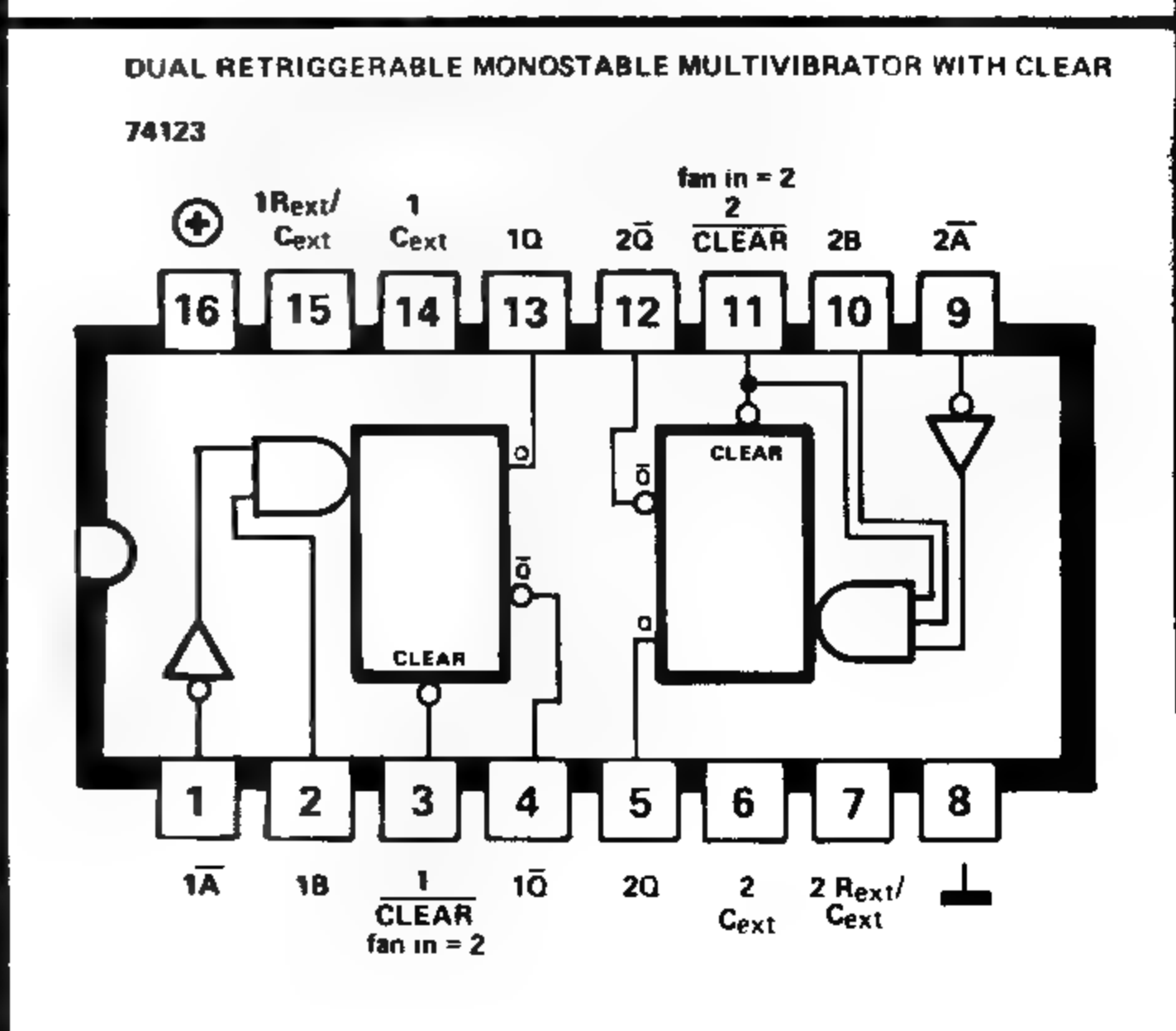
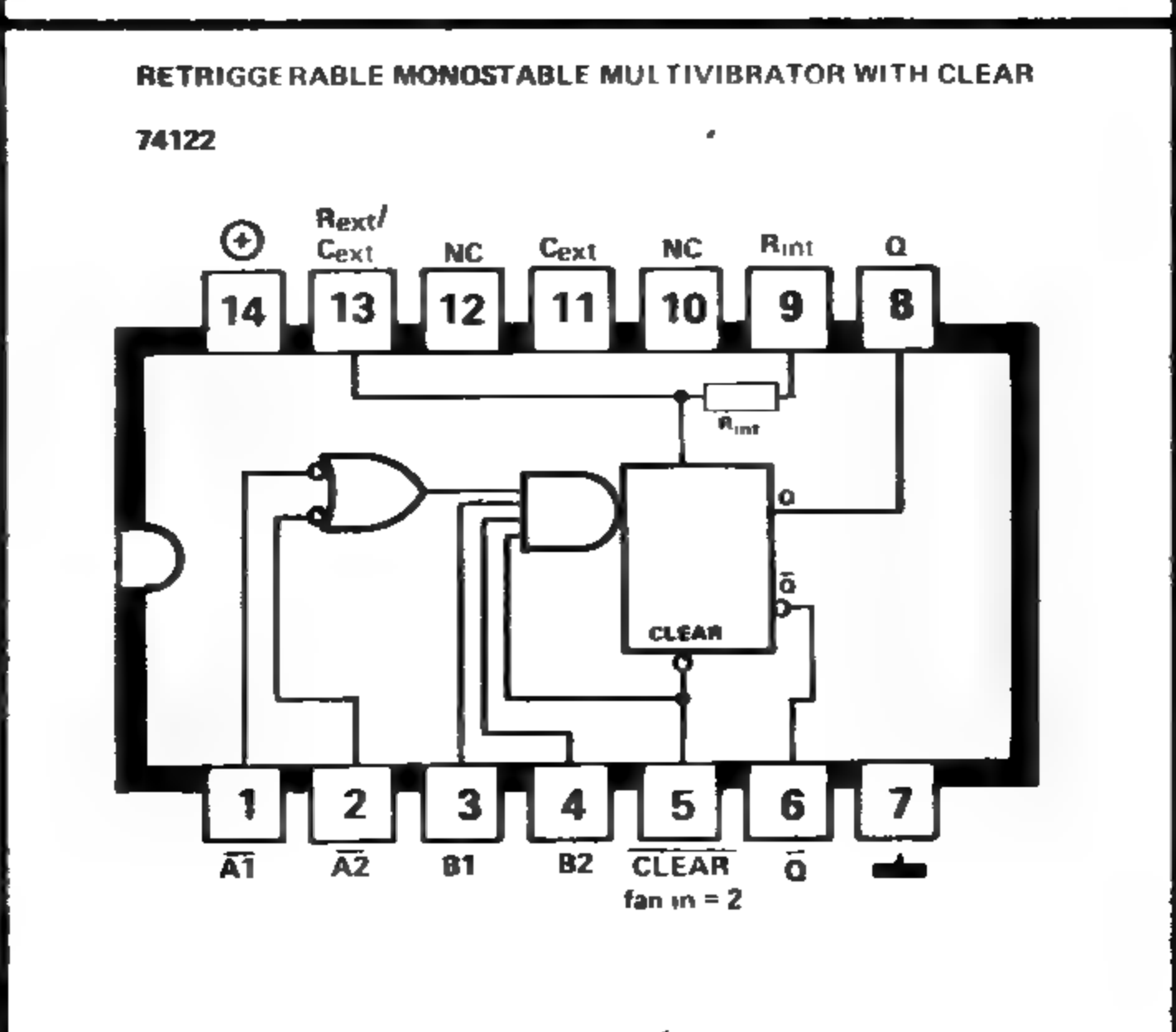
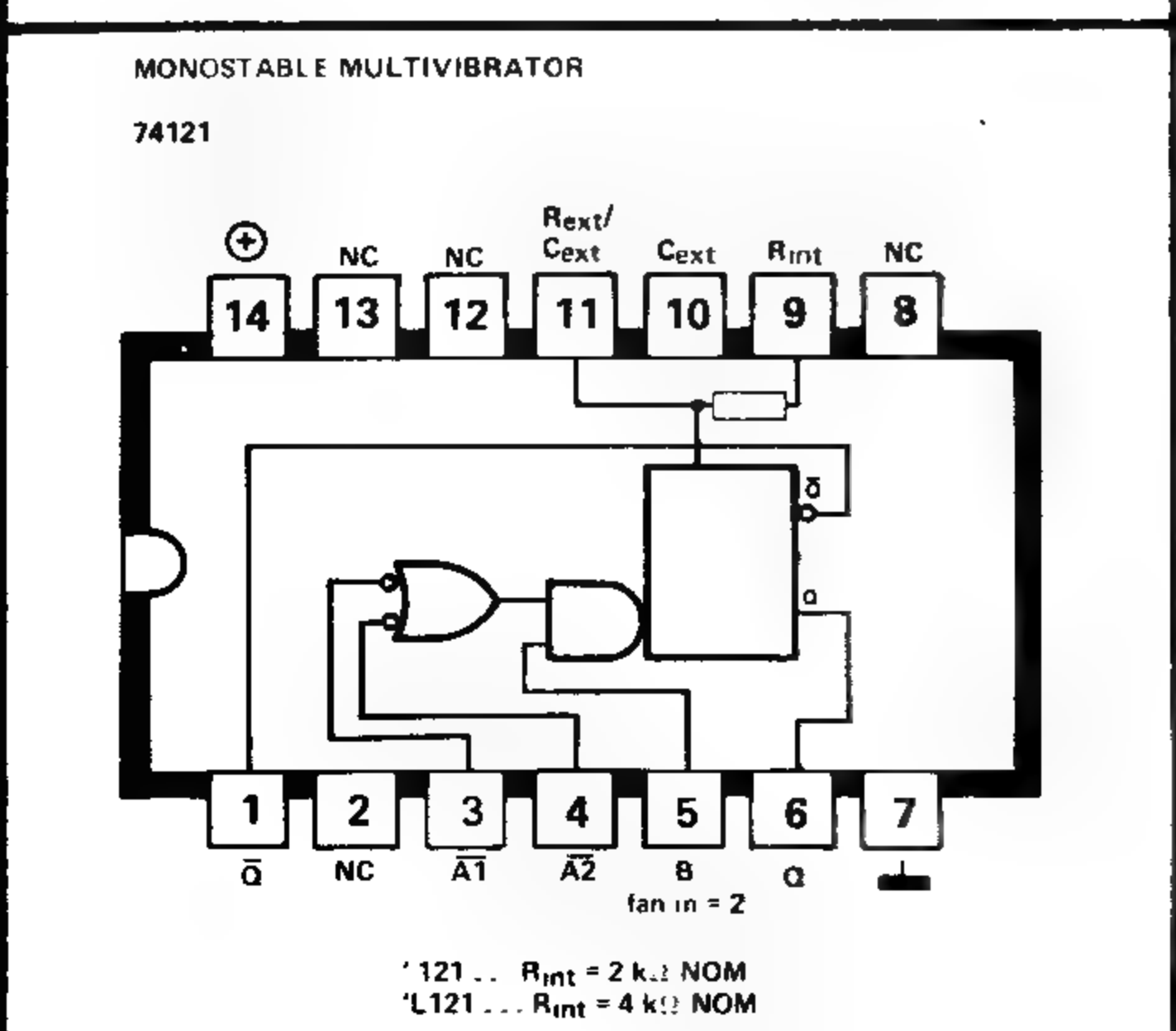
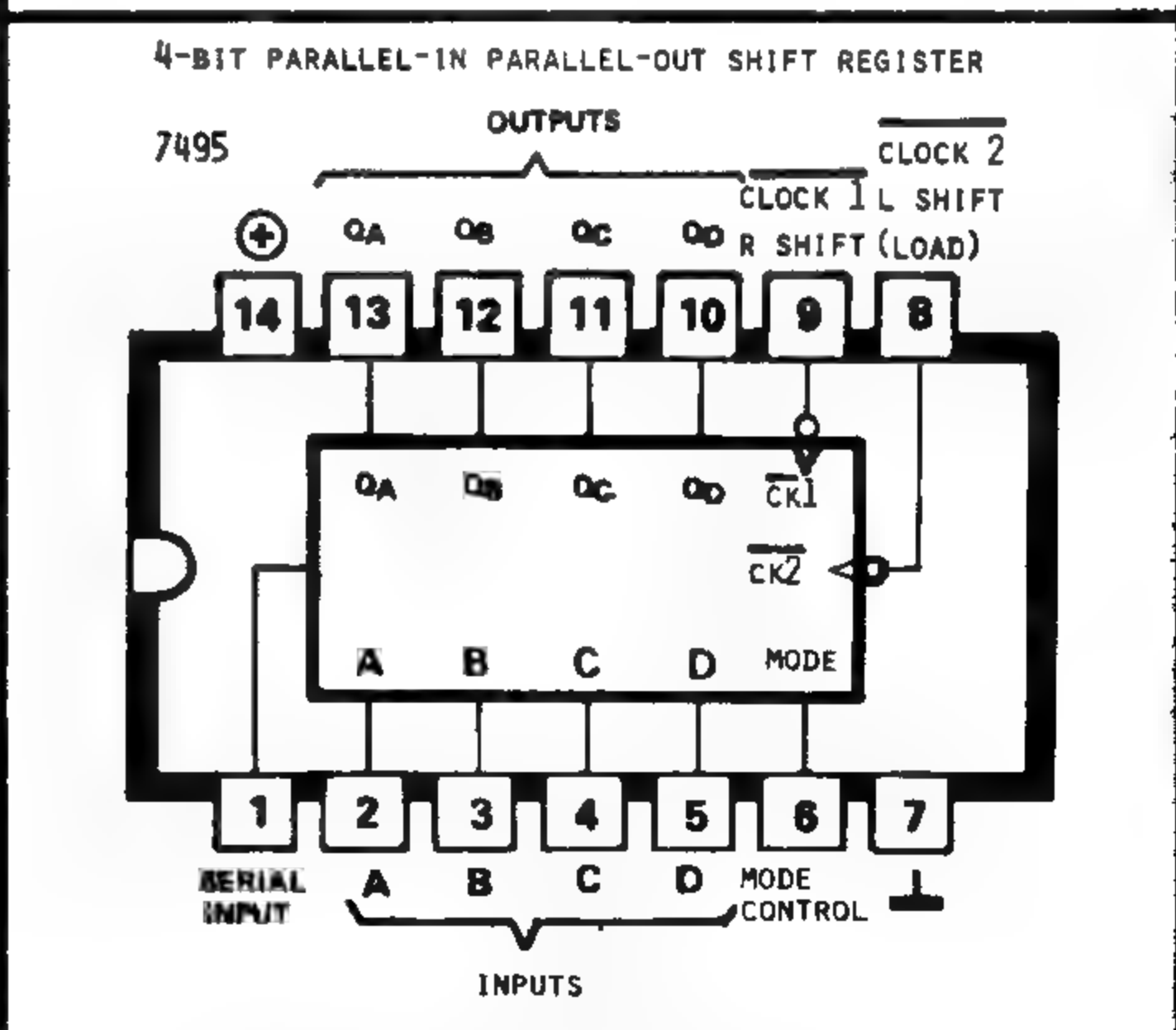
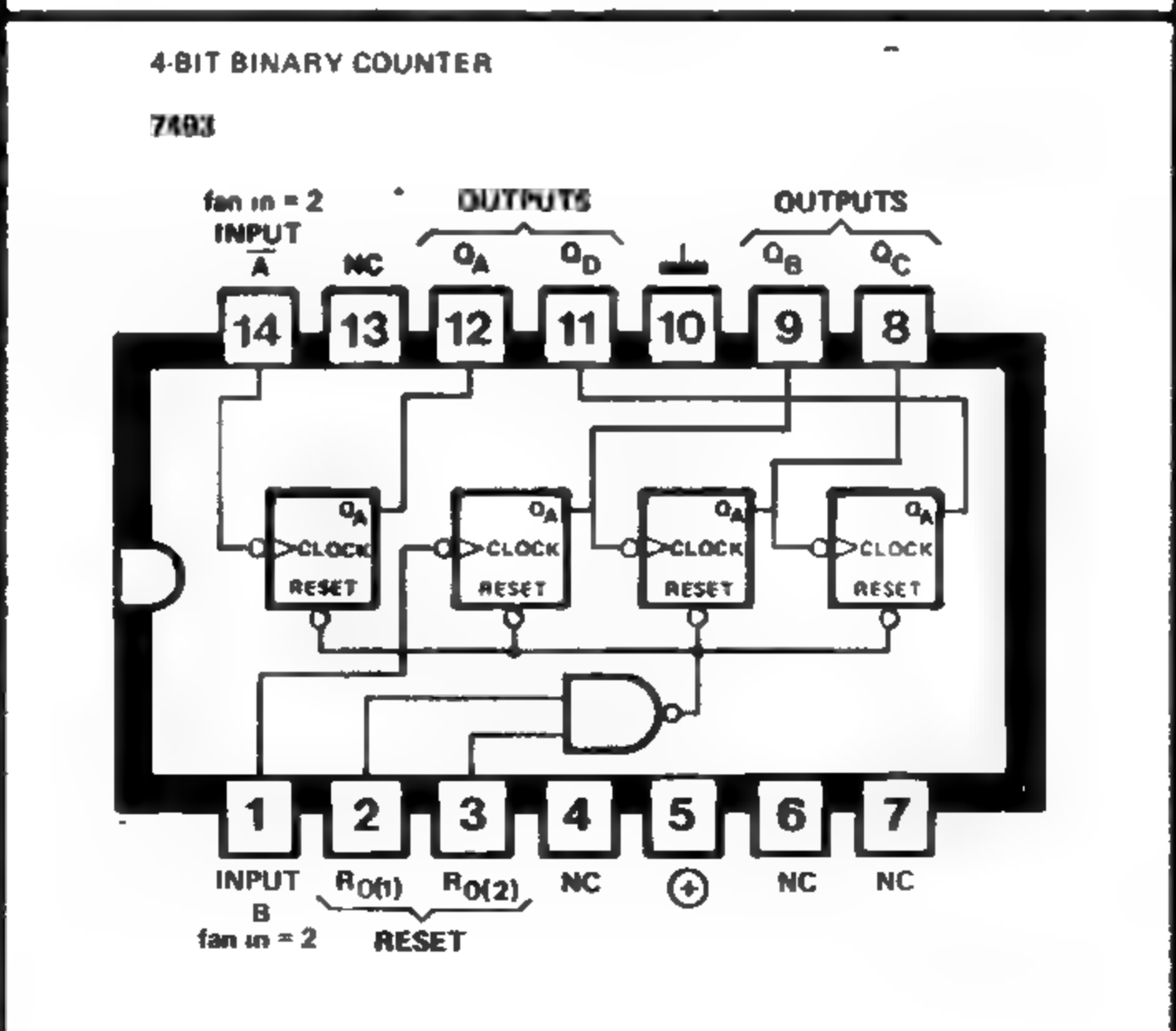
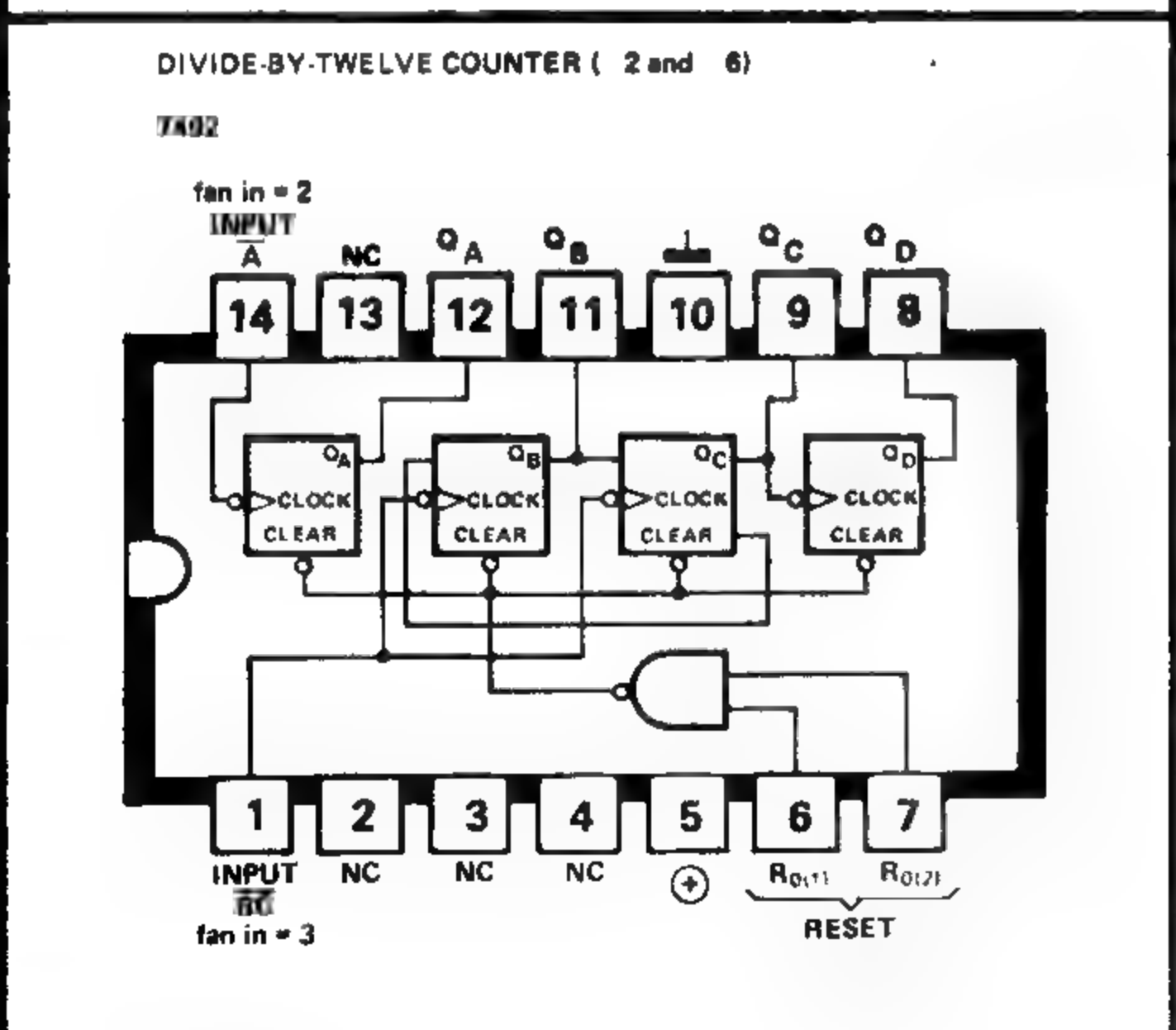
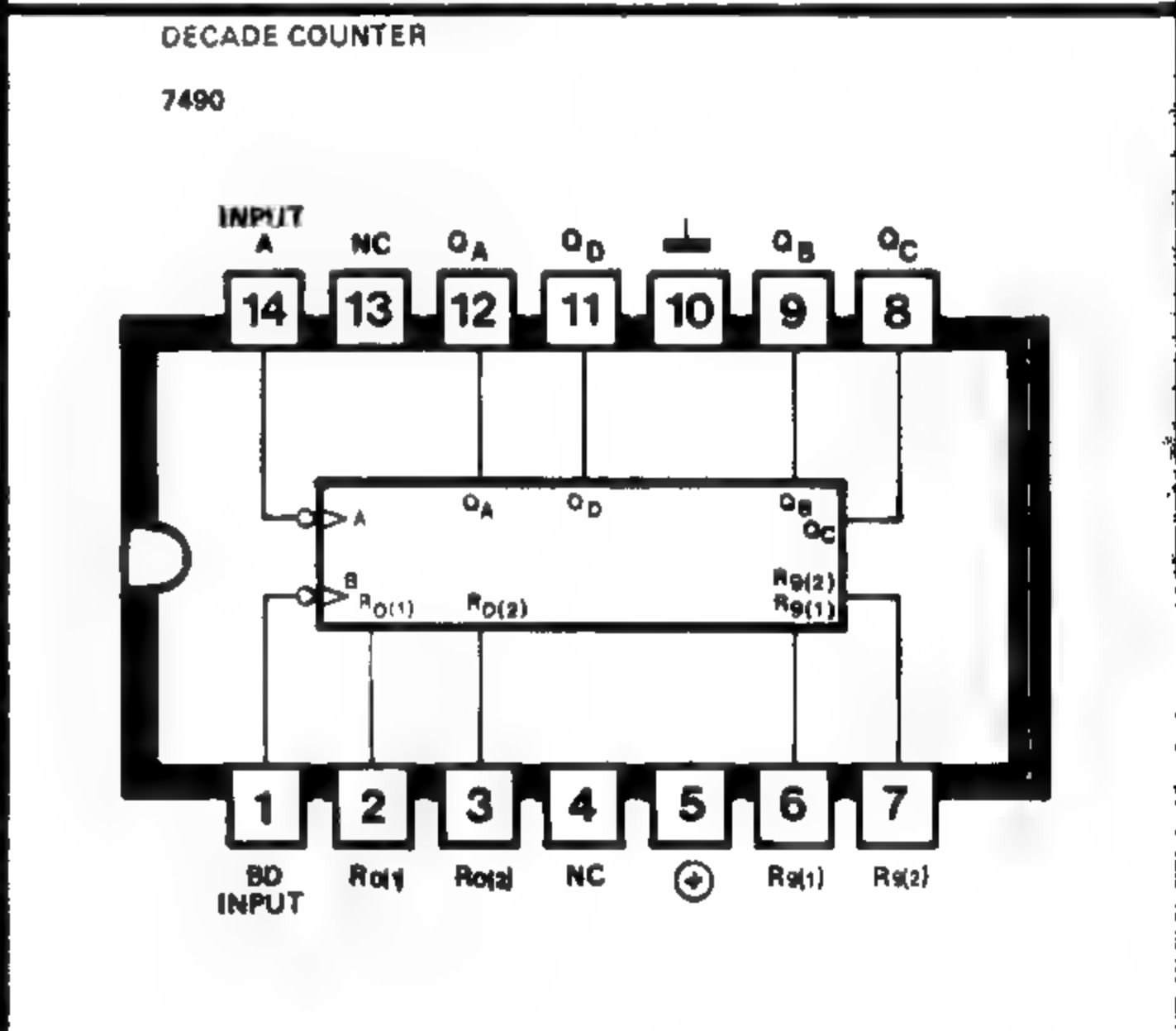
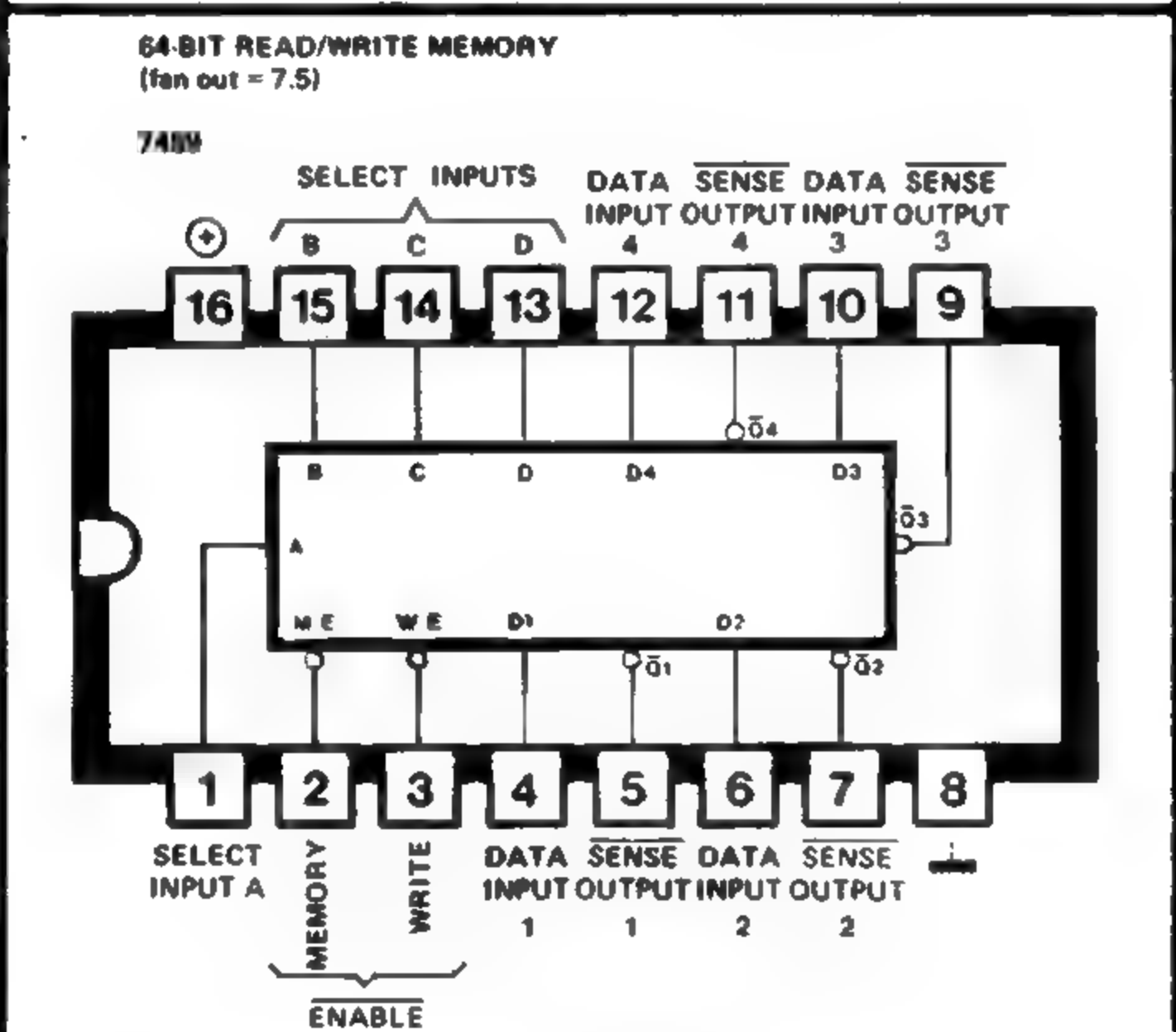
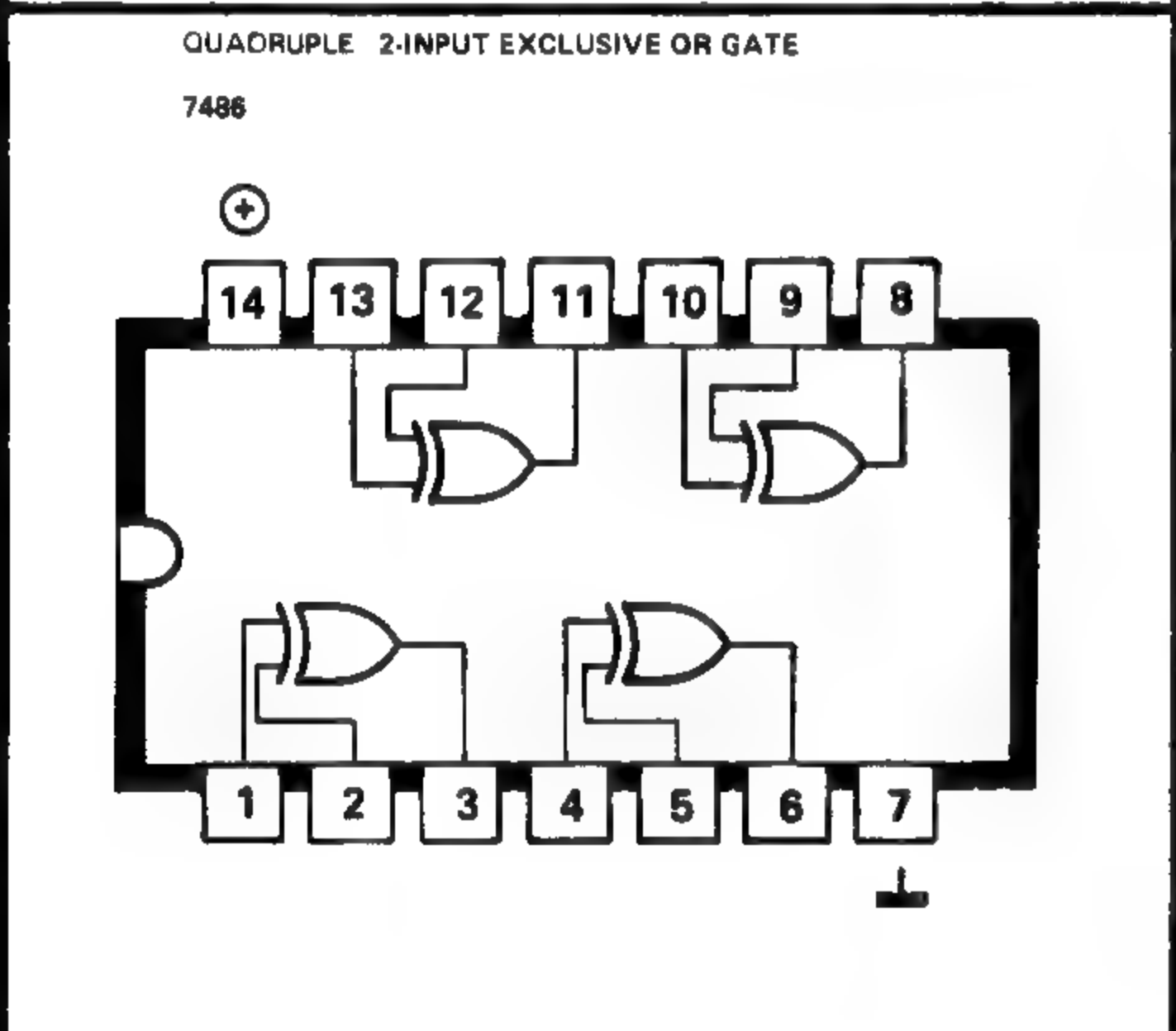
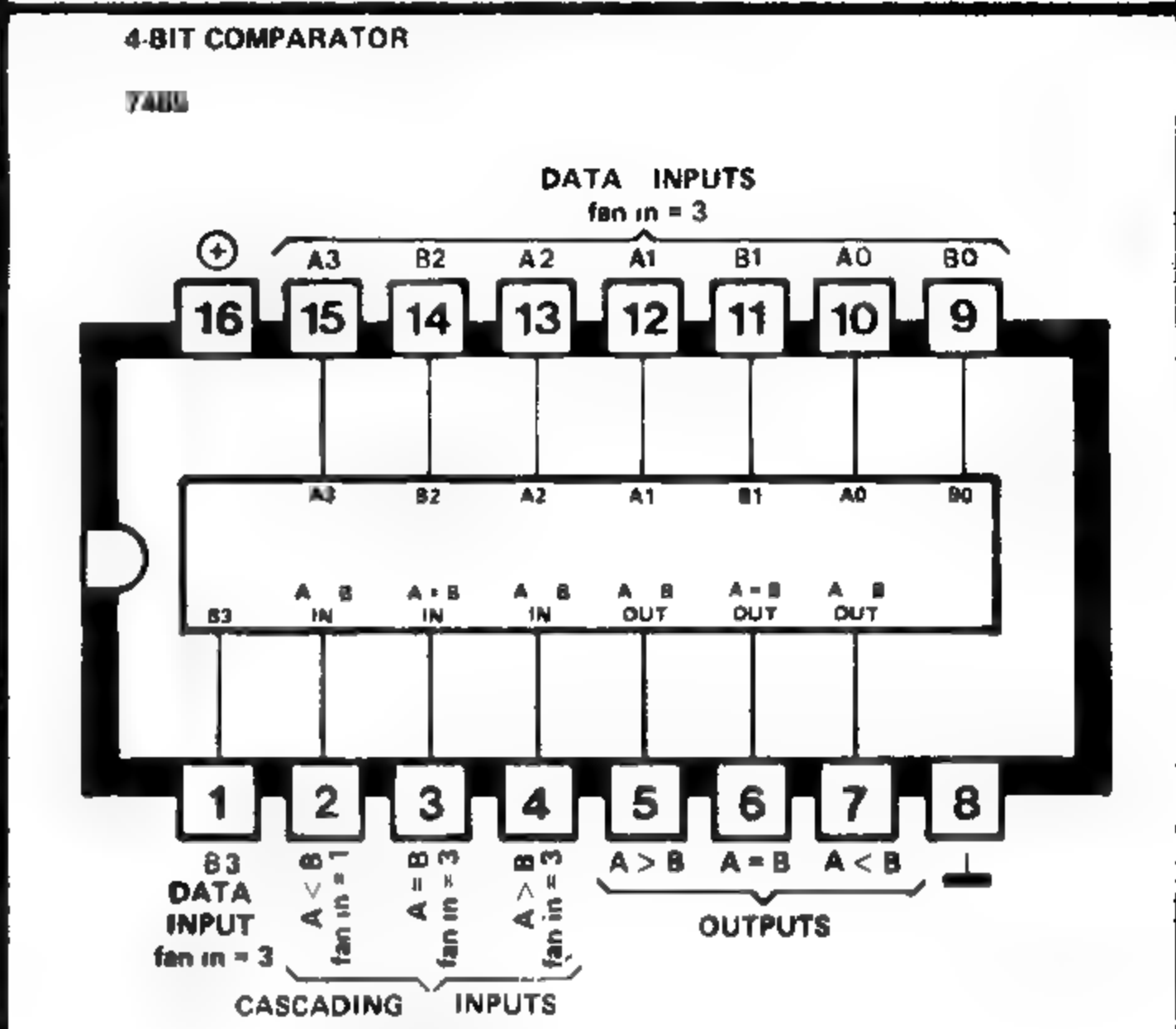
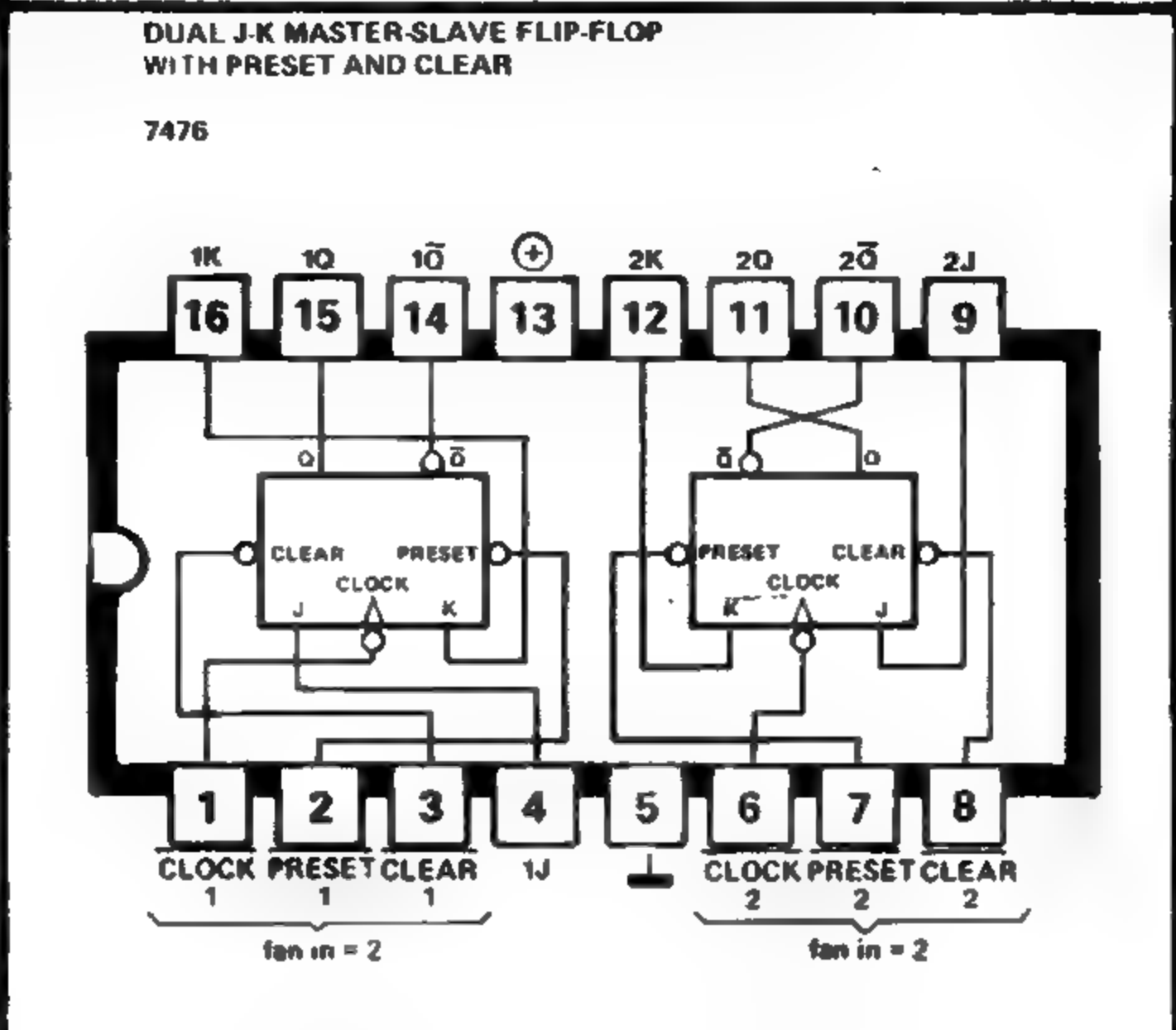
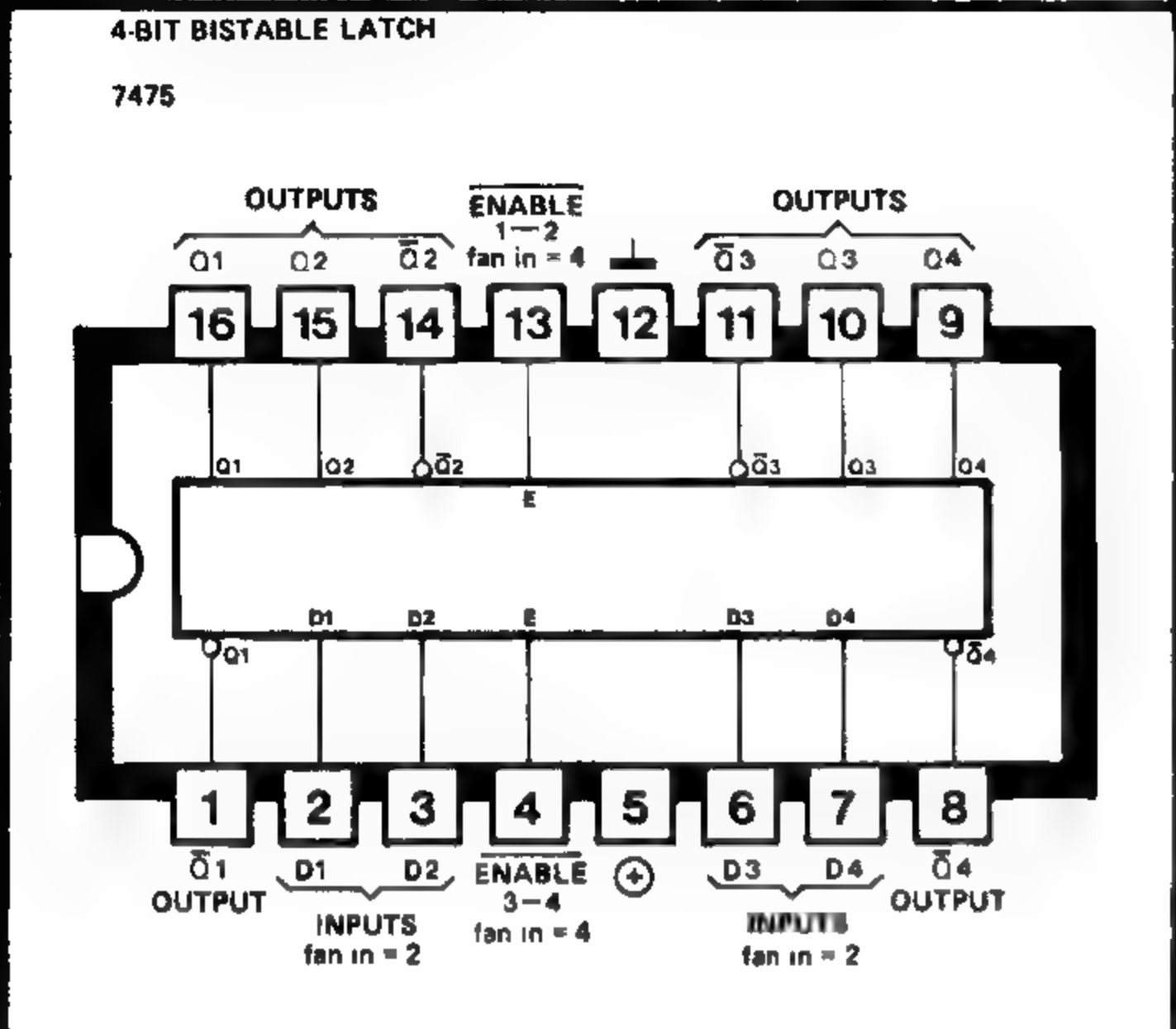
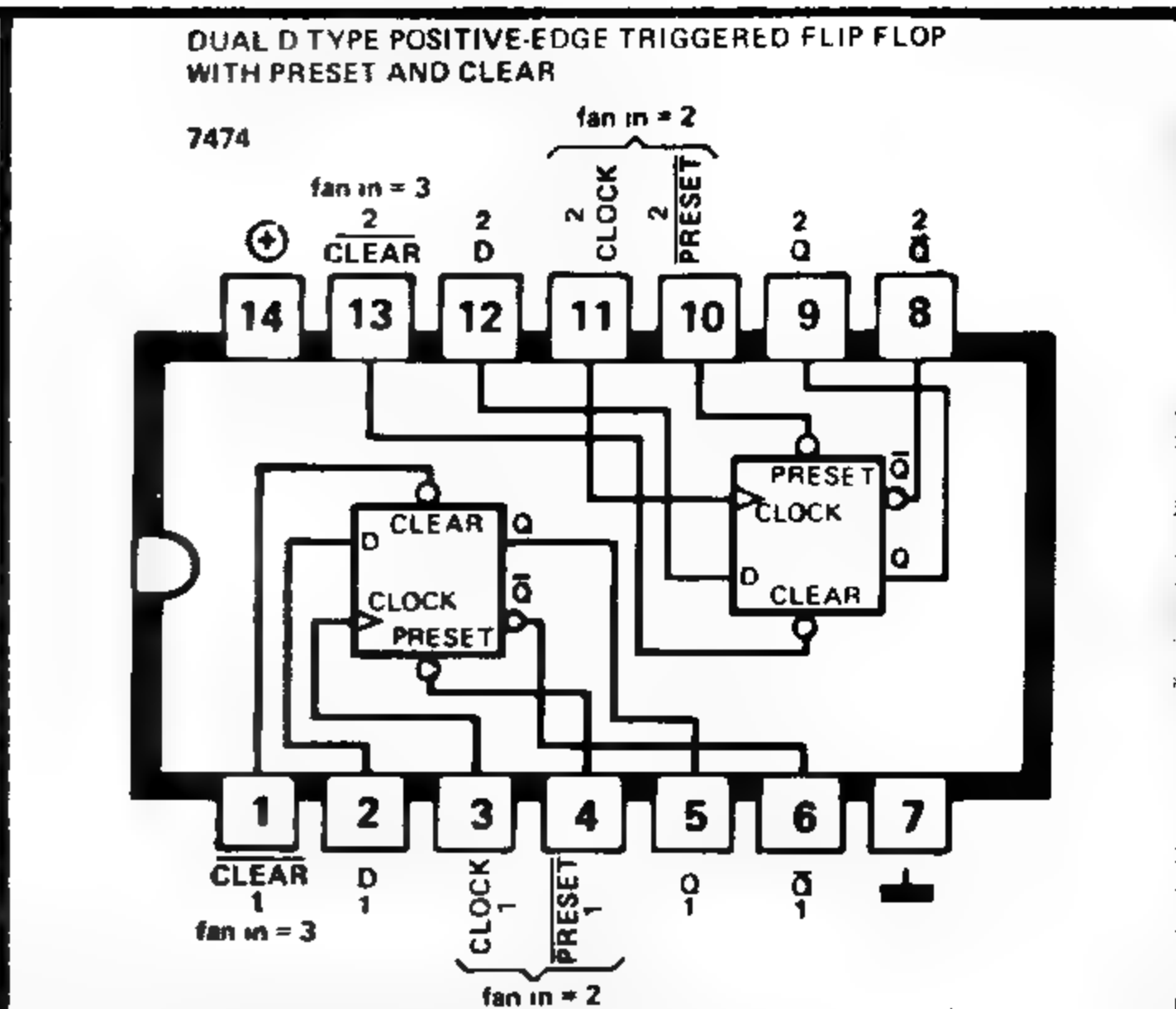
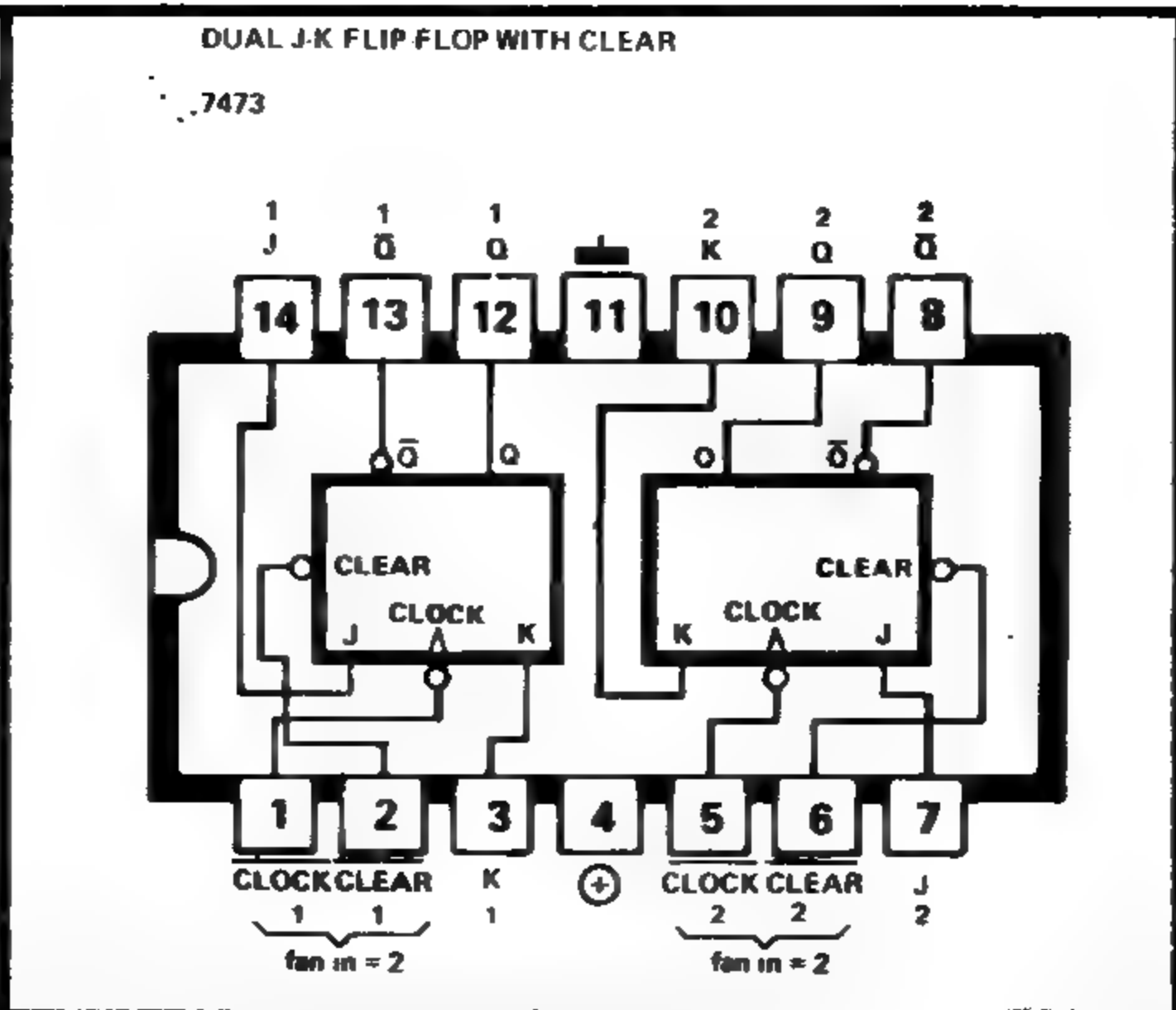
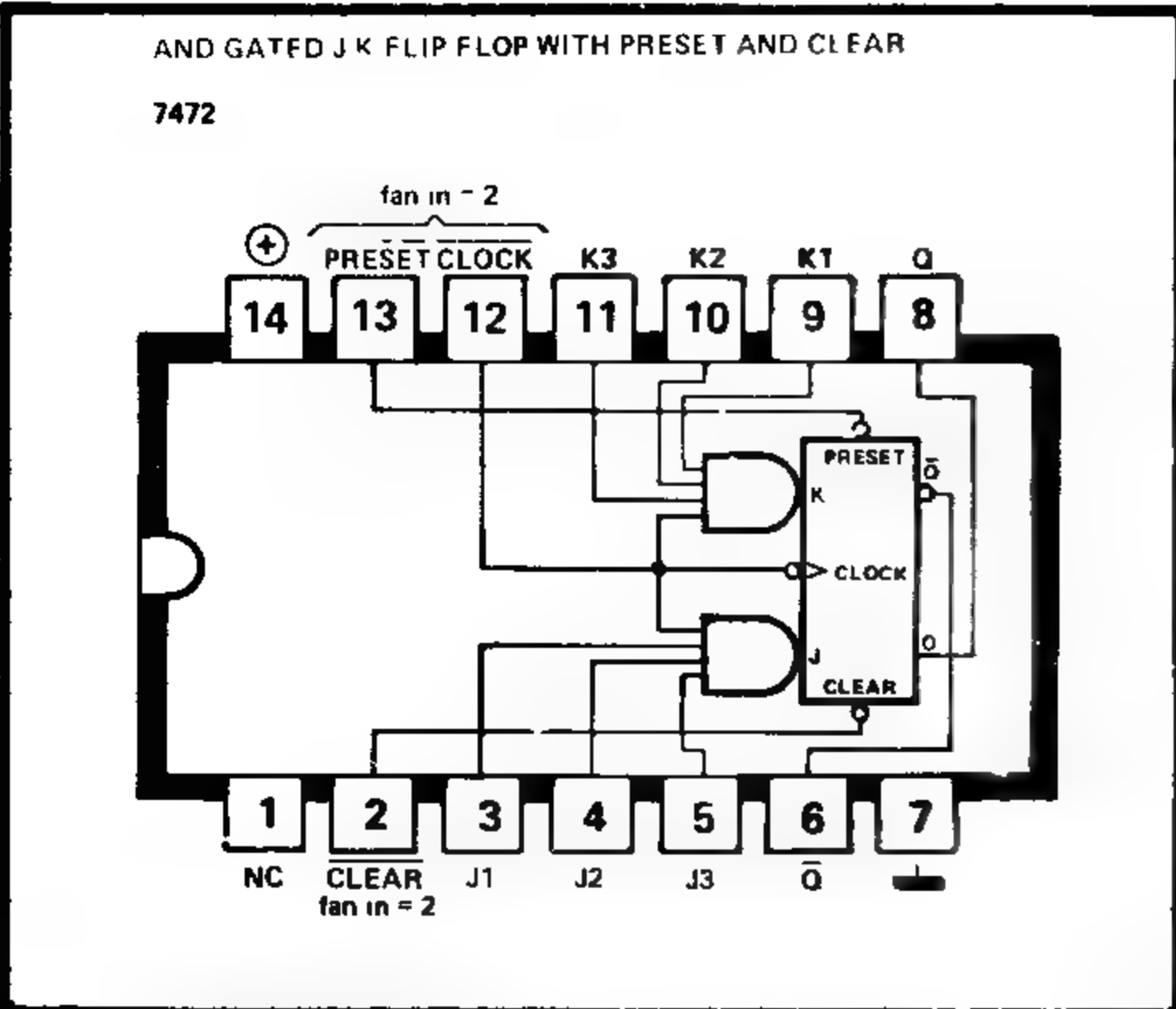
7447

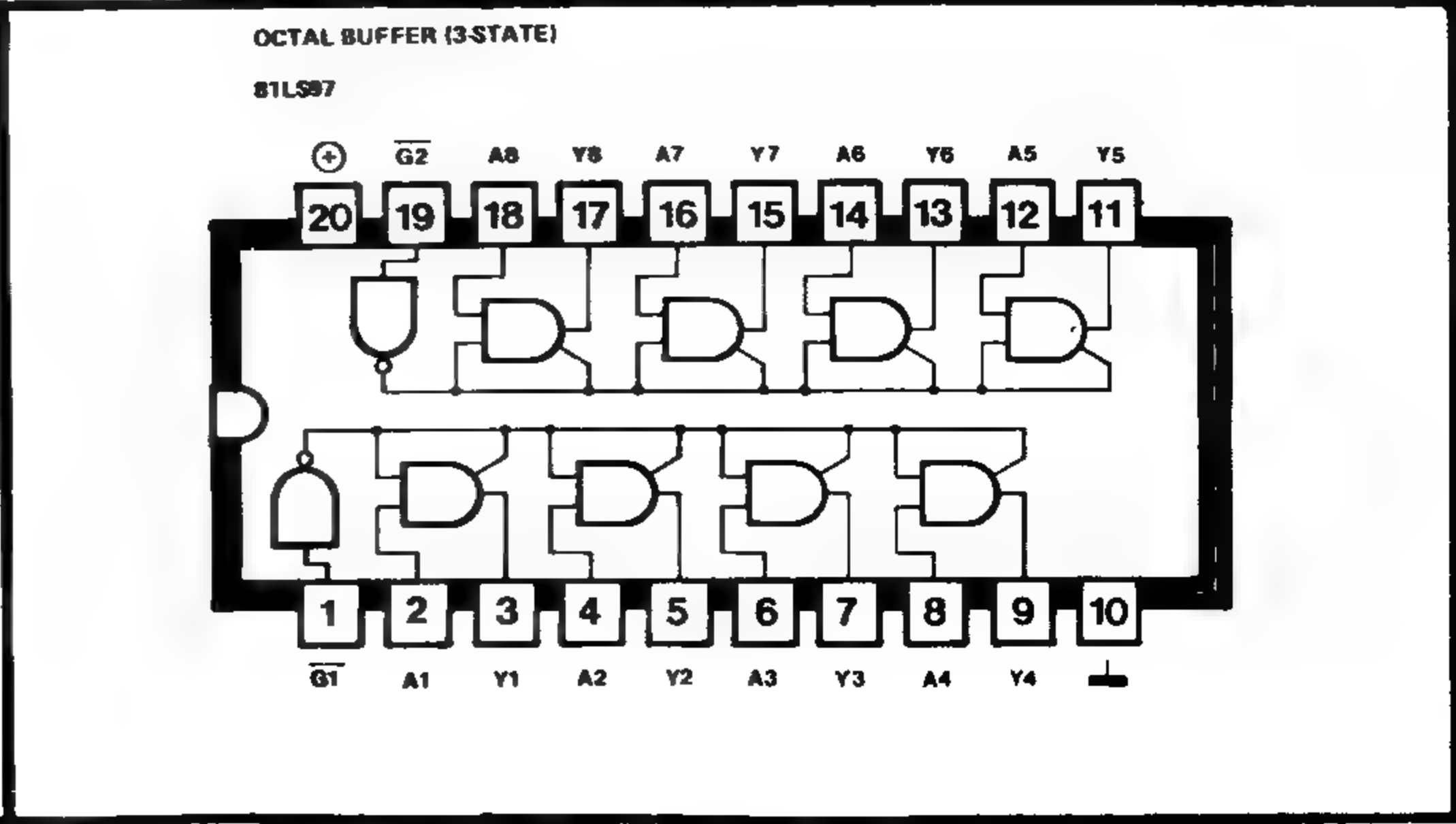
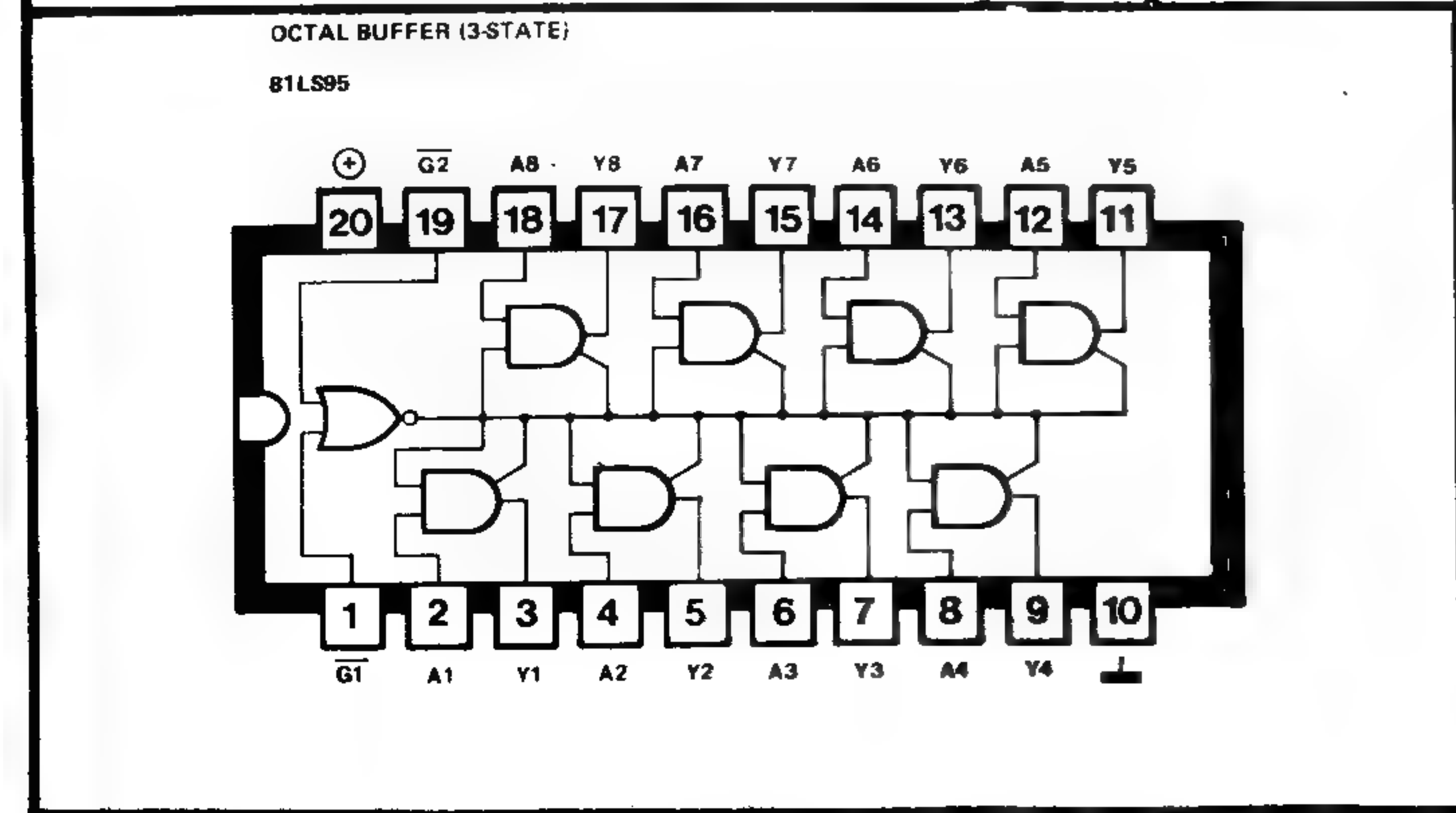
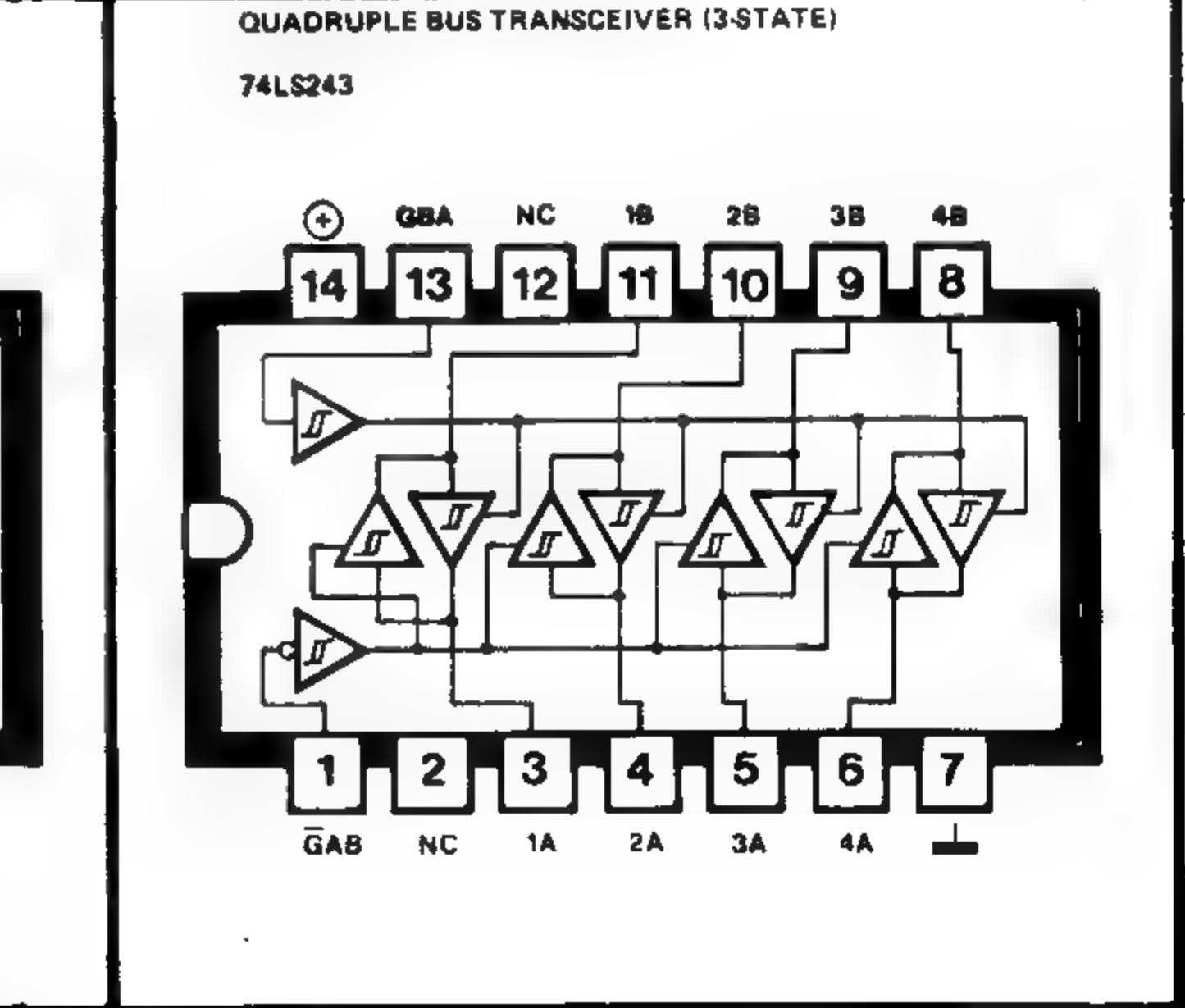
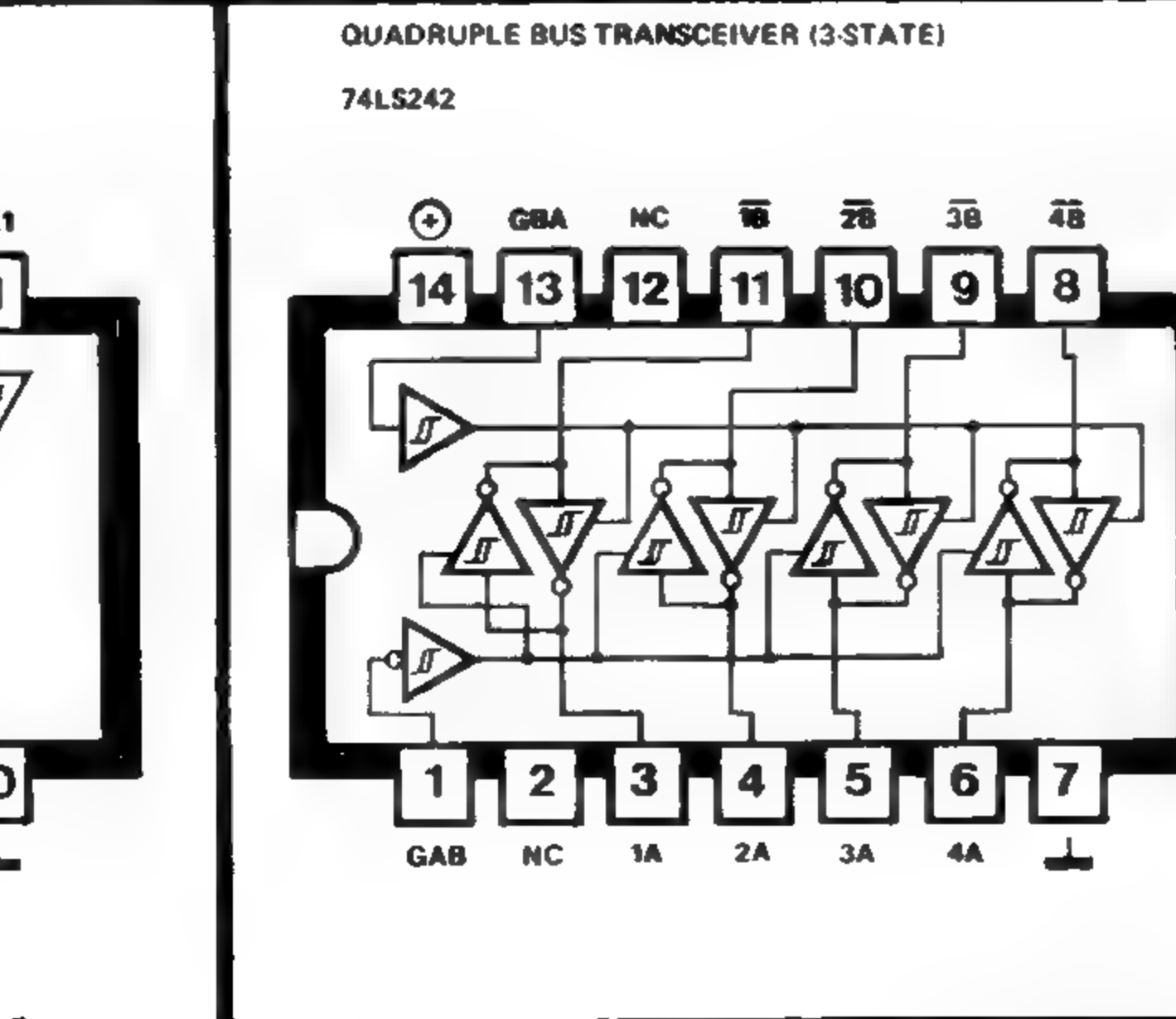
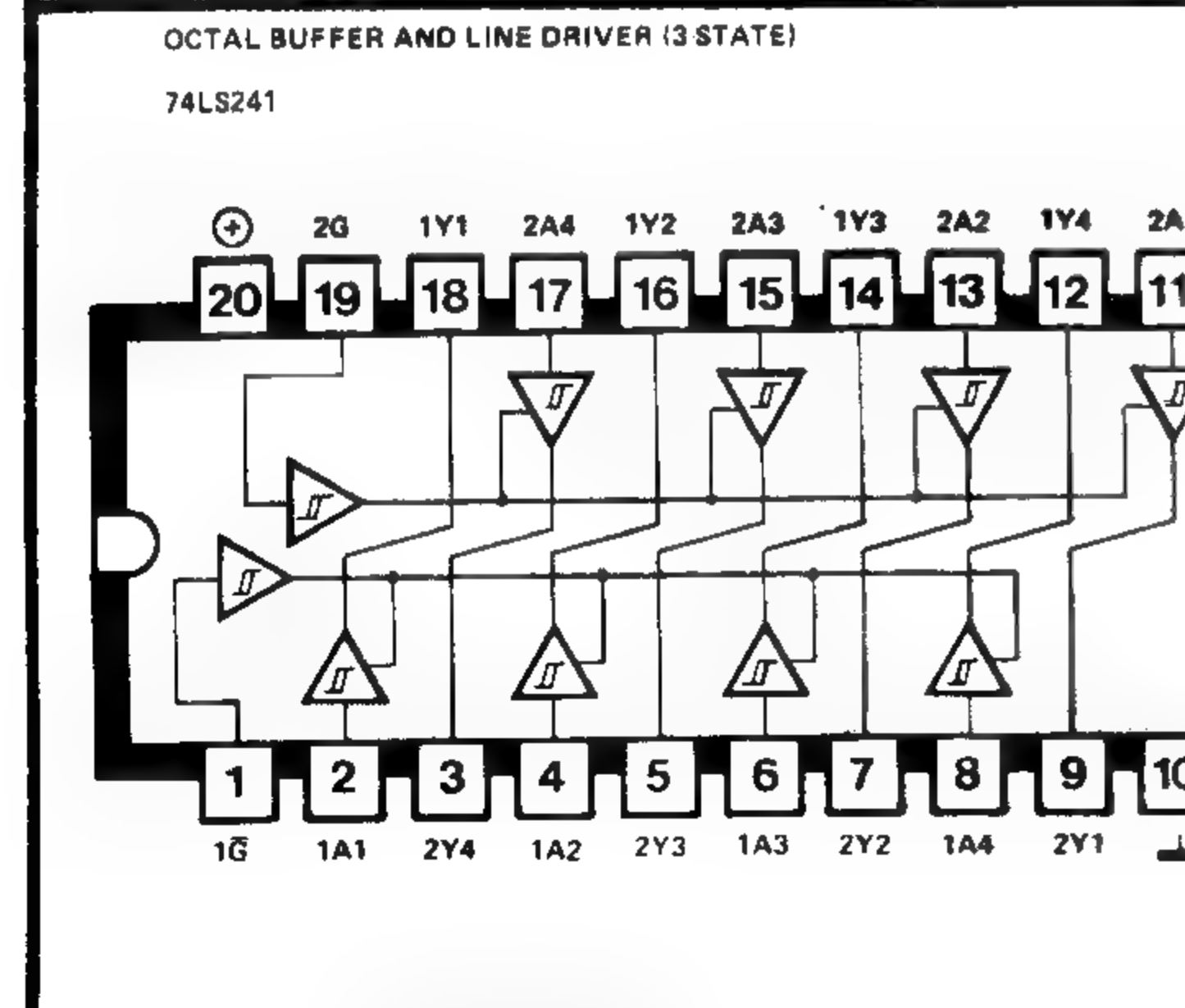
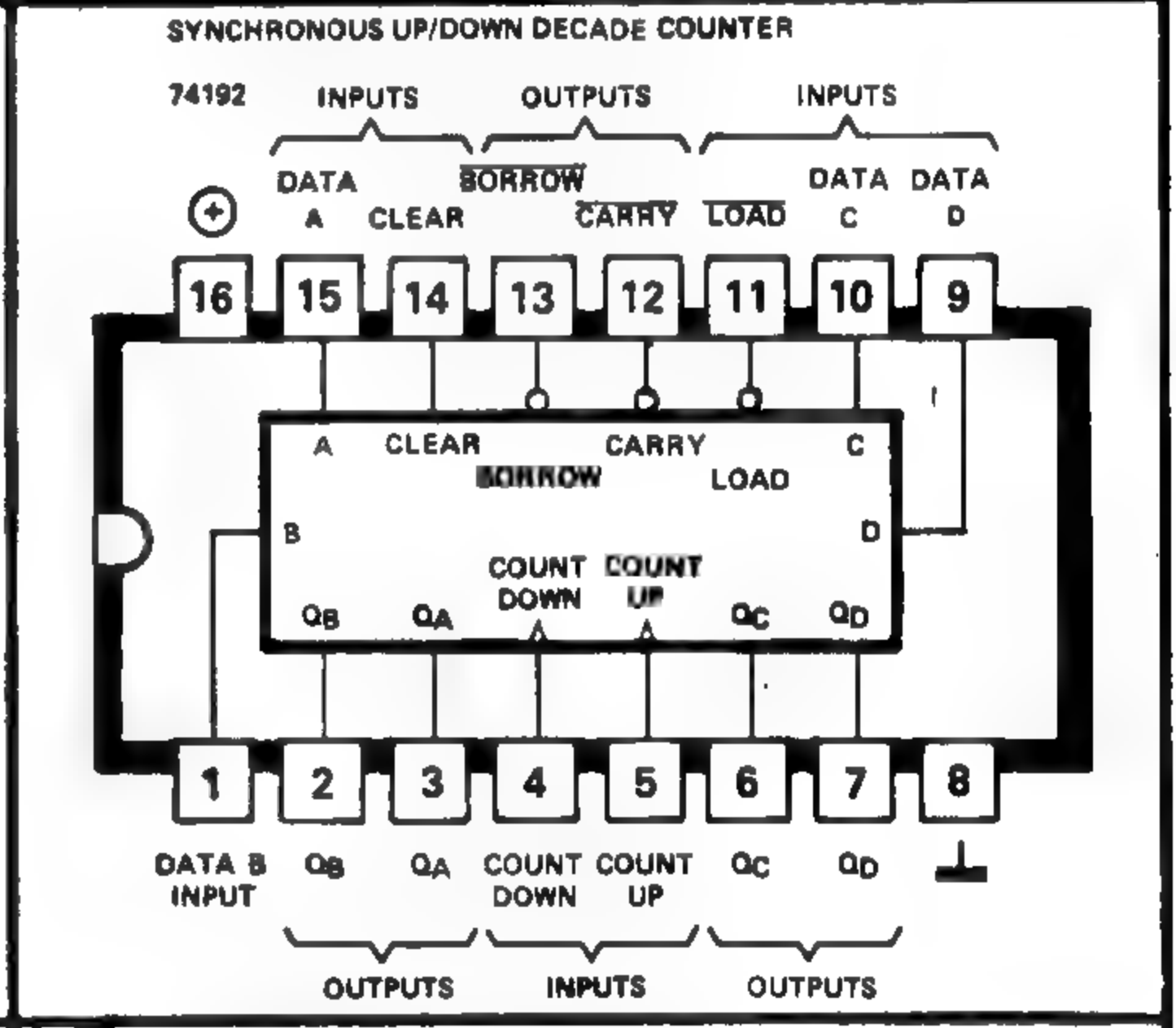
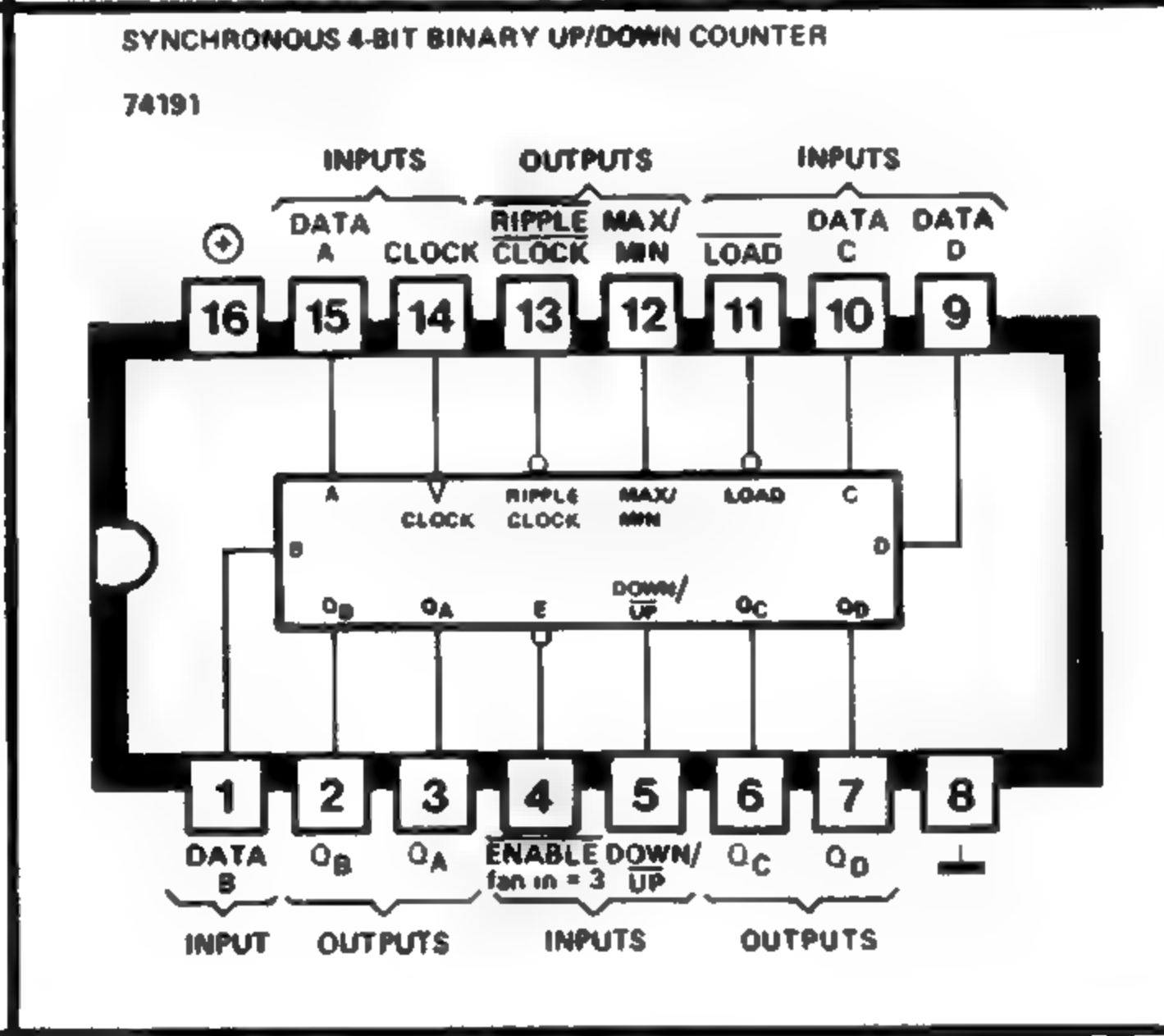
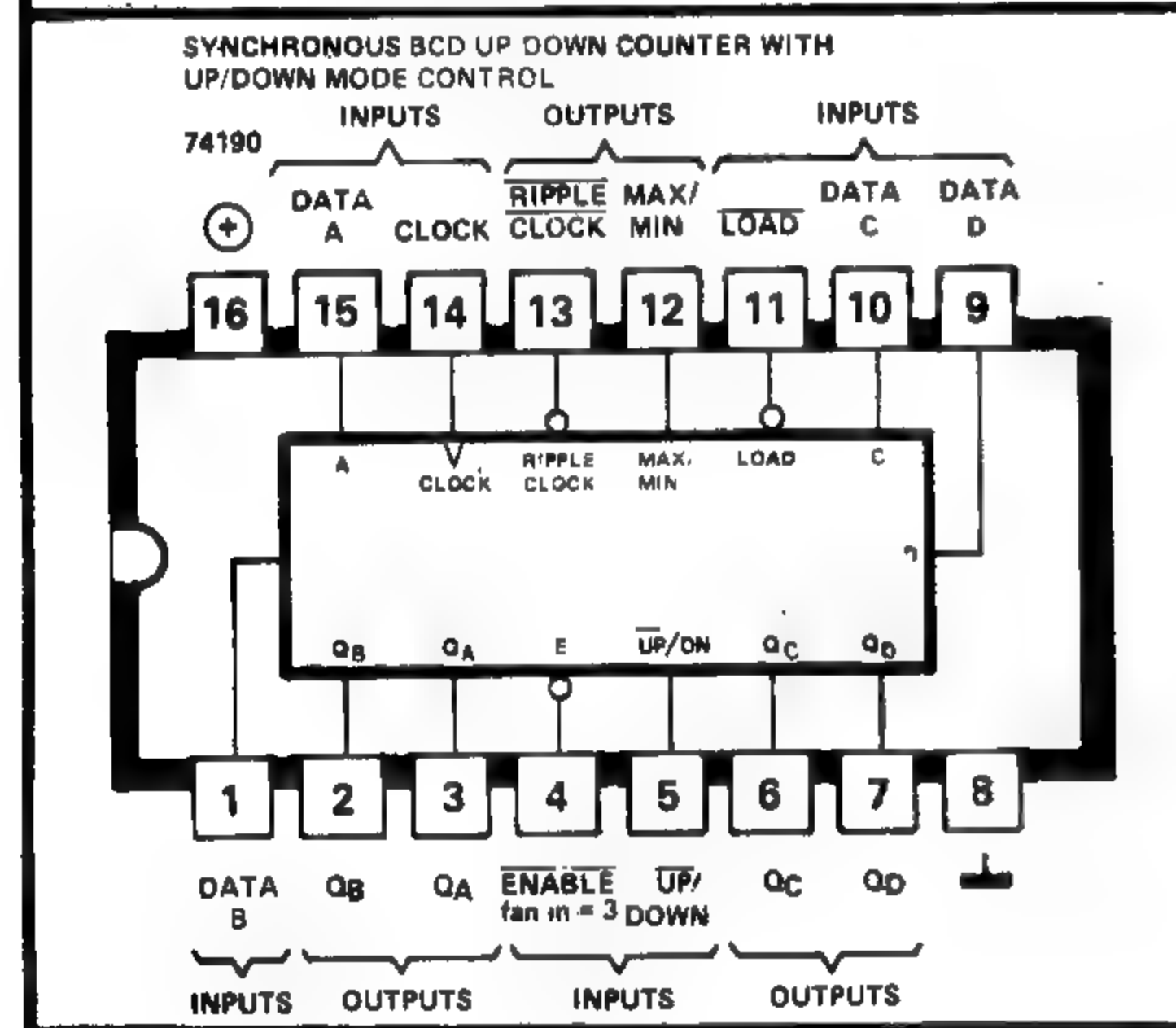
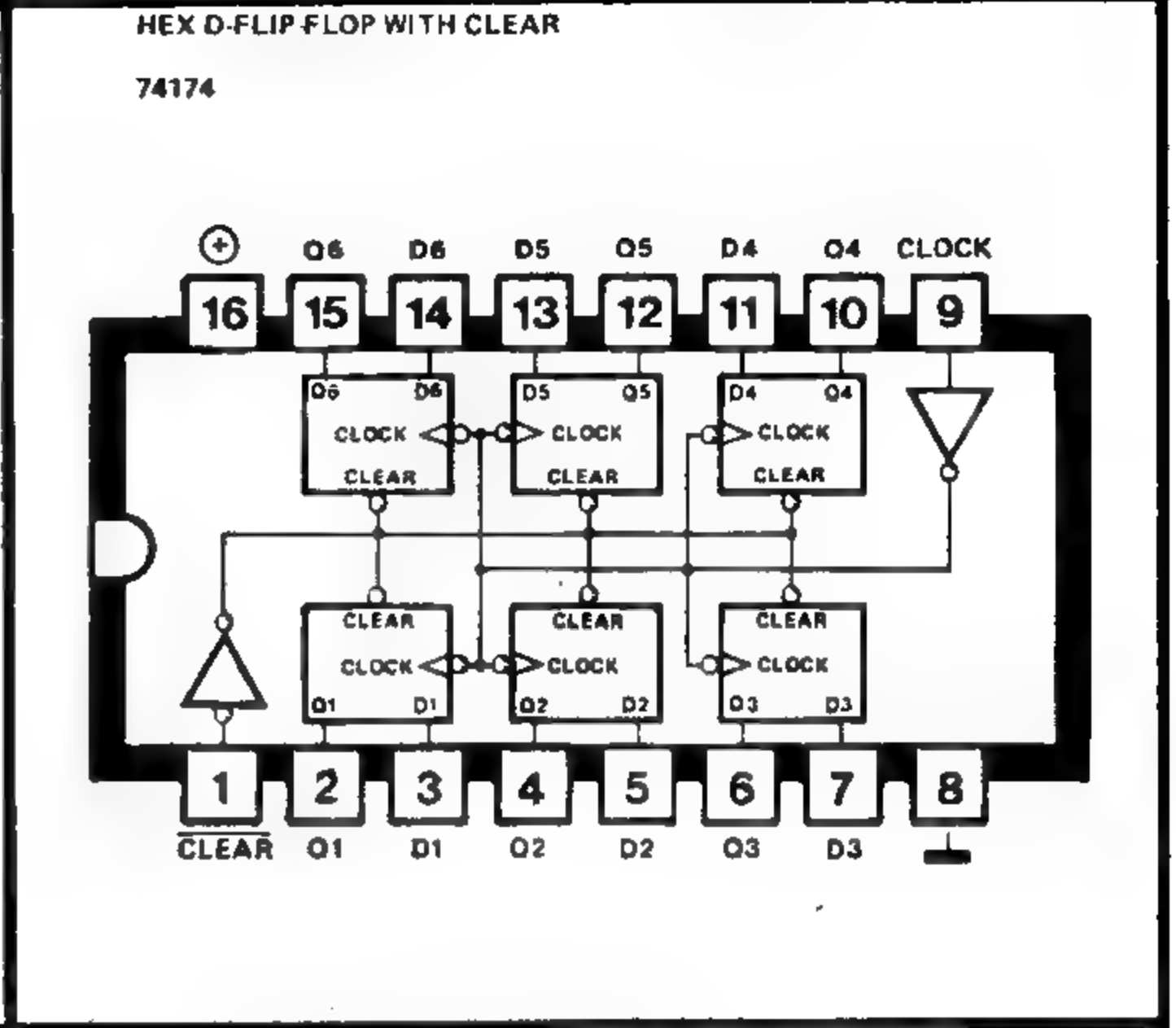
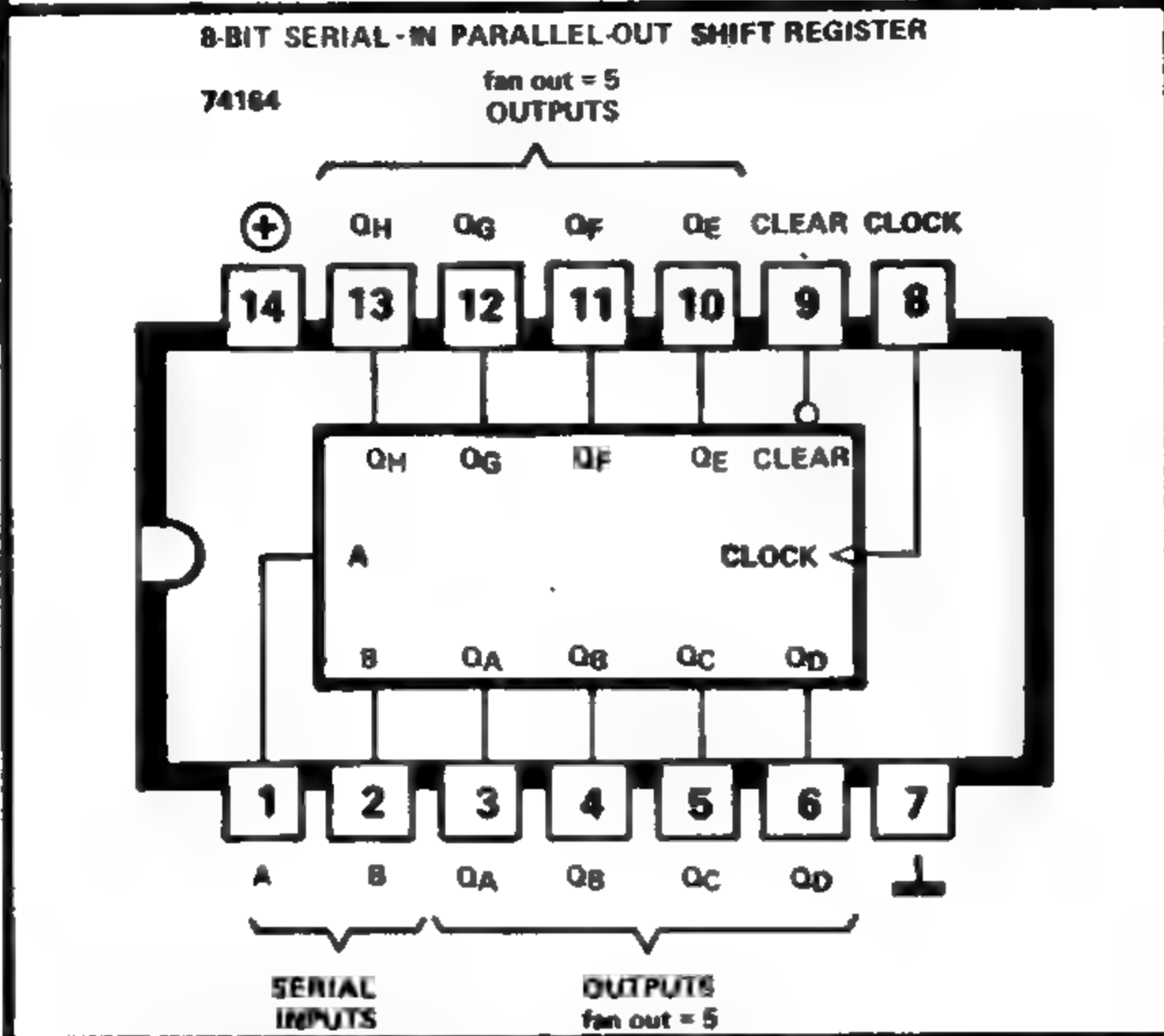
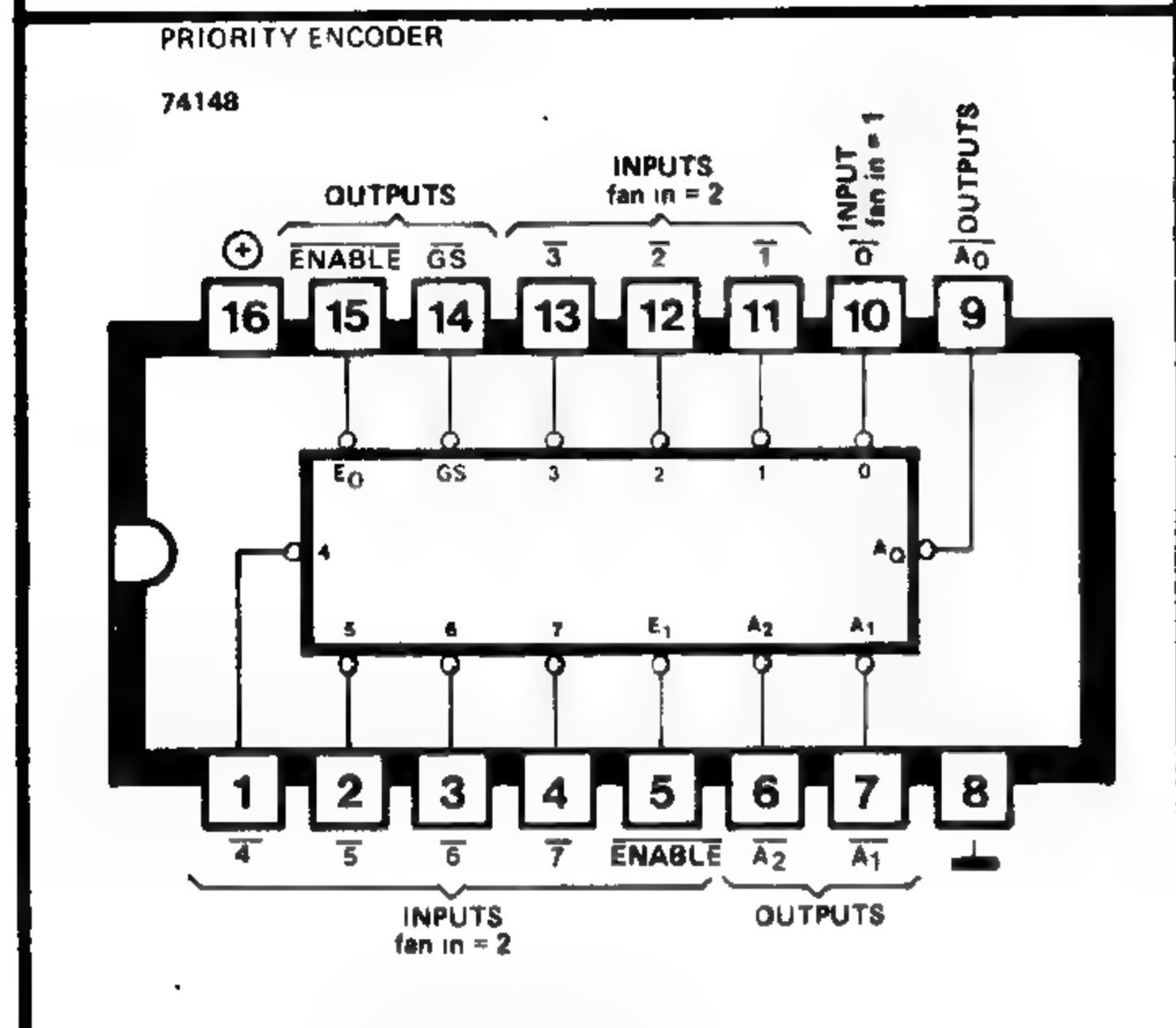
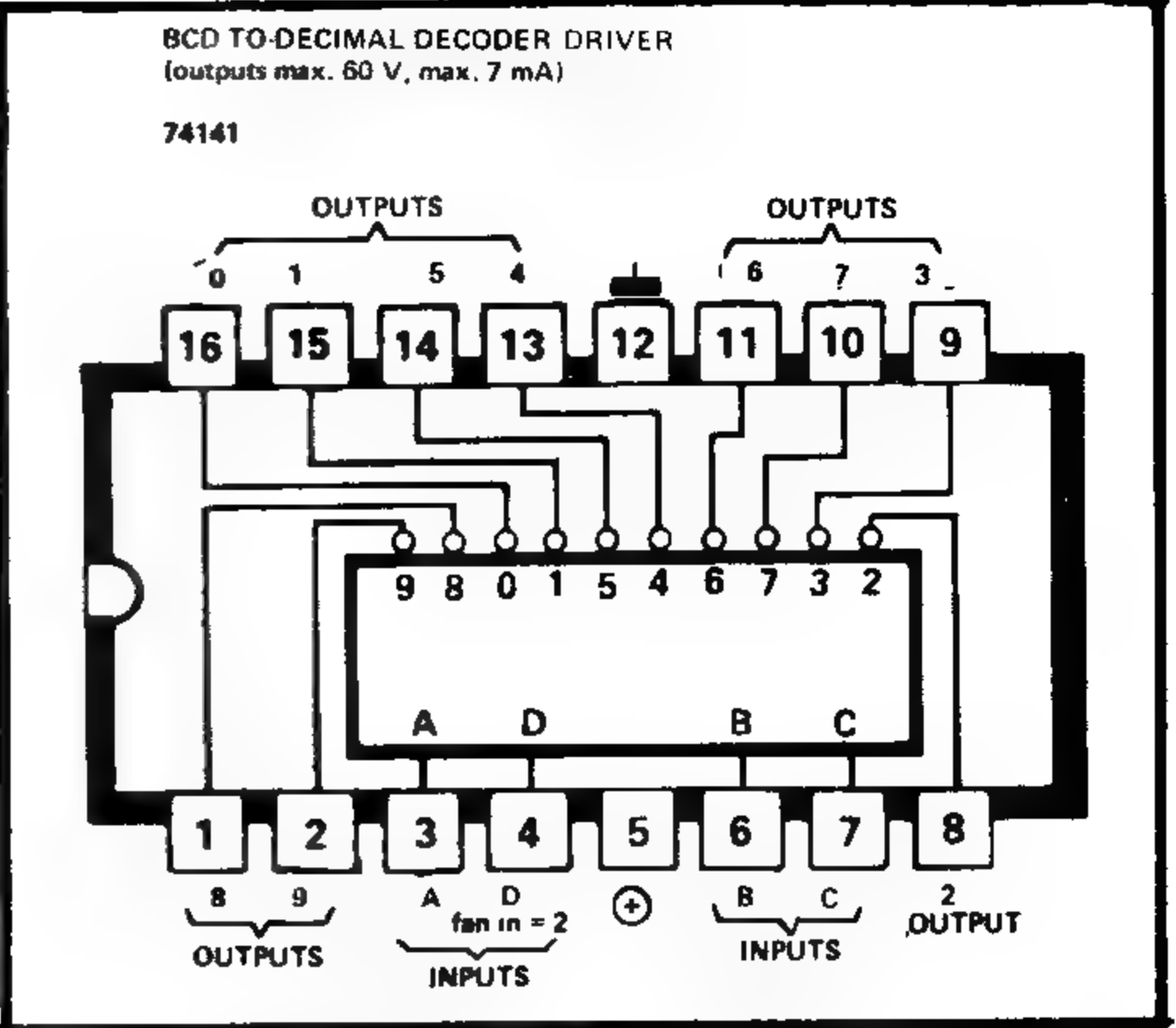
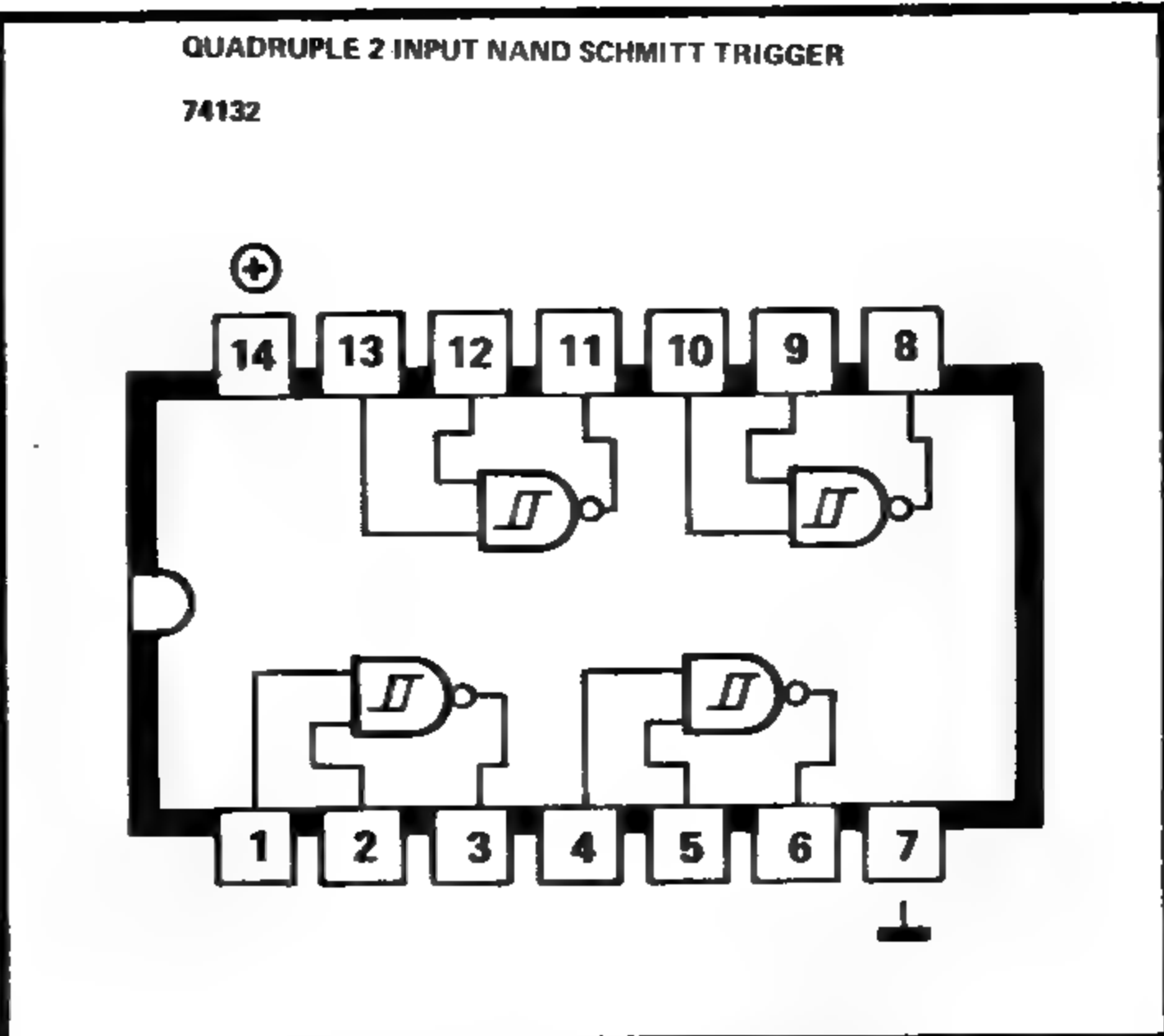
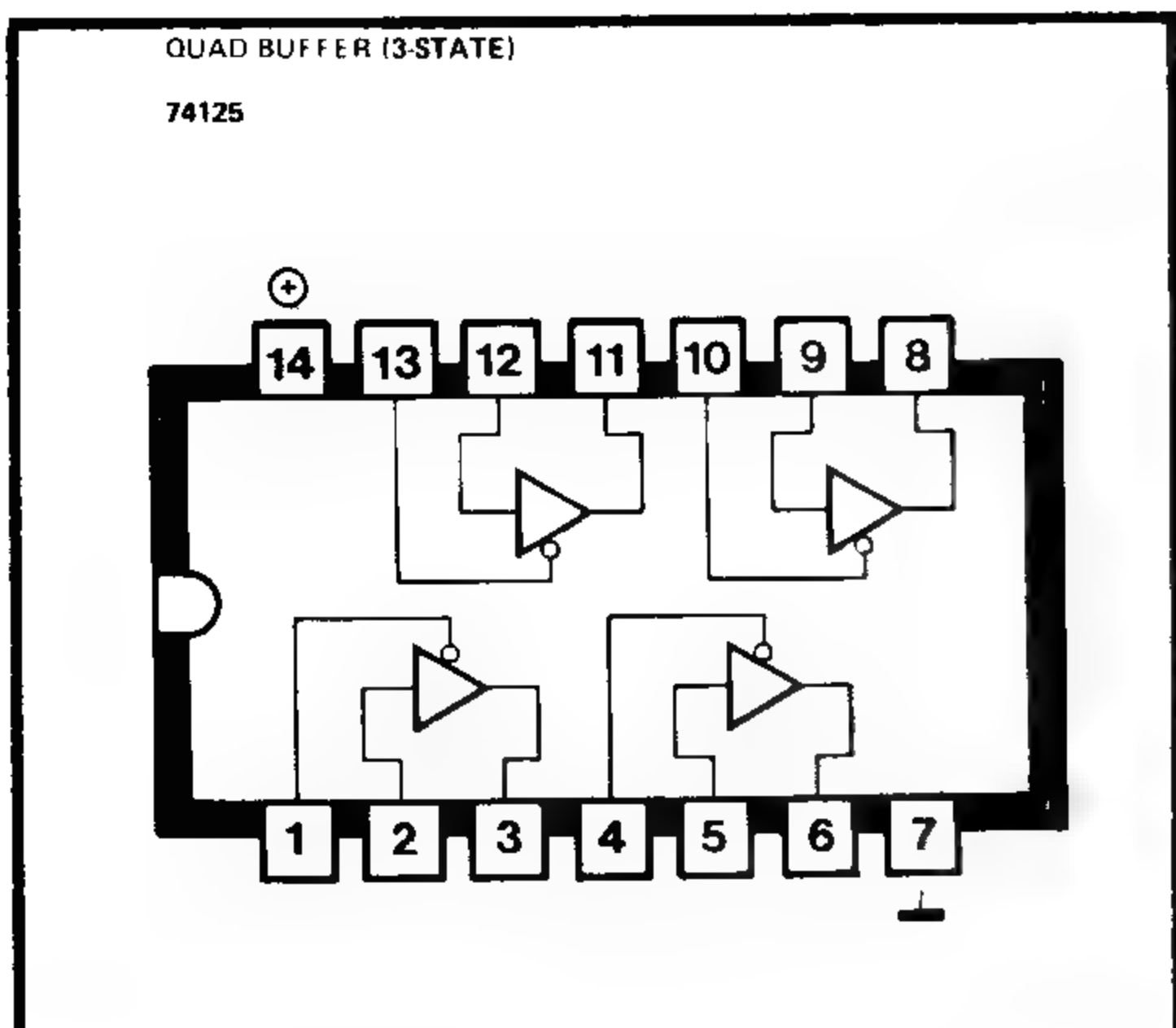


AND GATED J-K POSITIVE EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOP WITH PRESET AND CLEAR

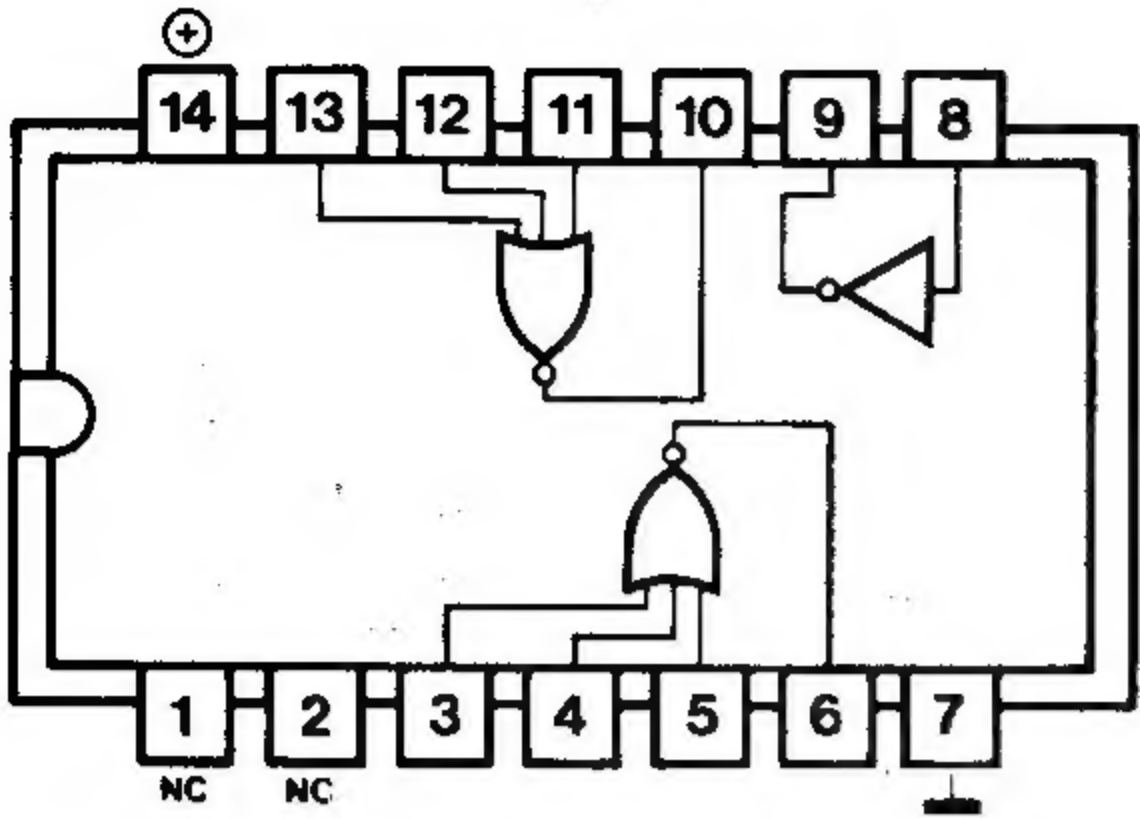
7470



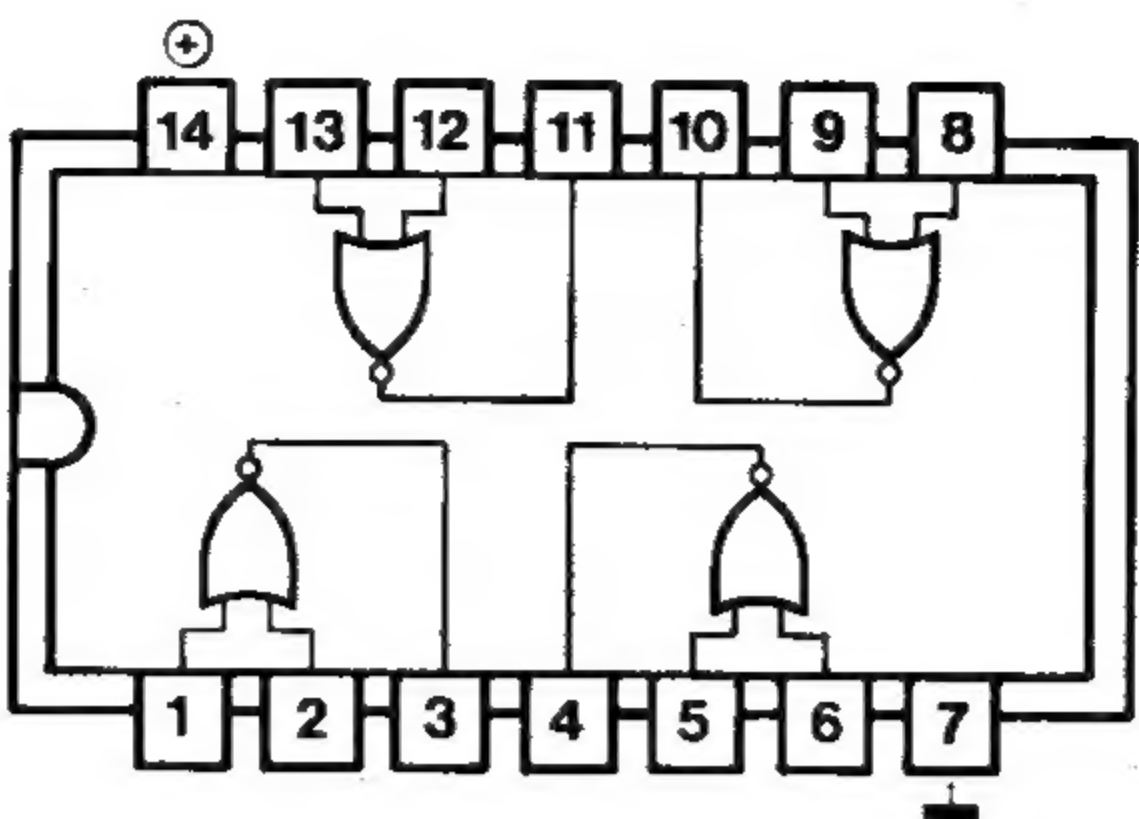




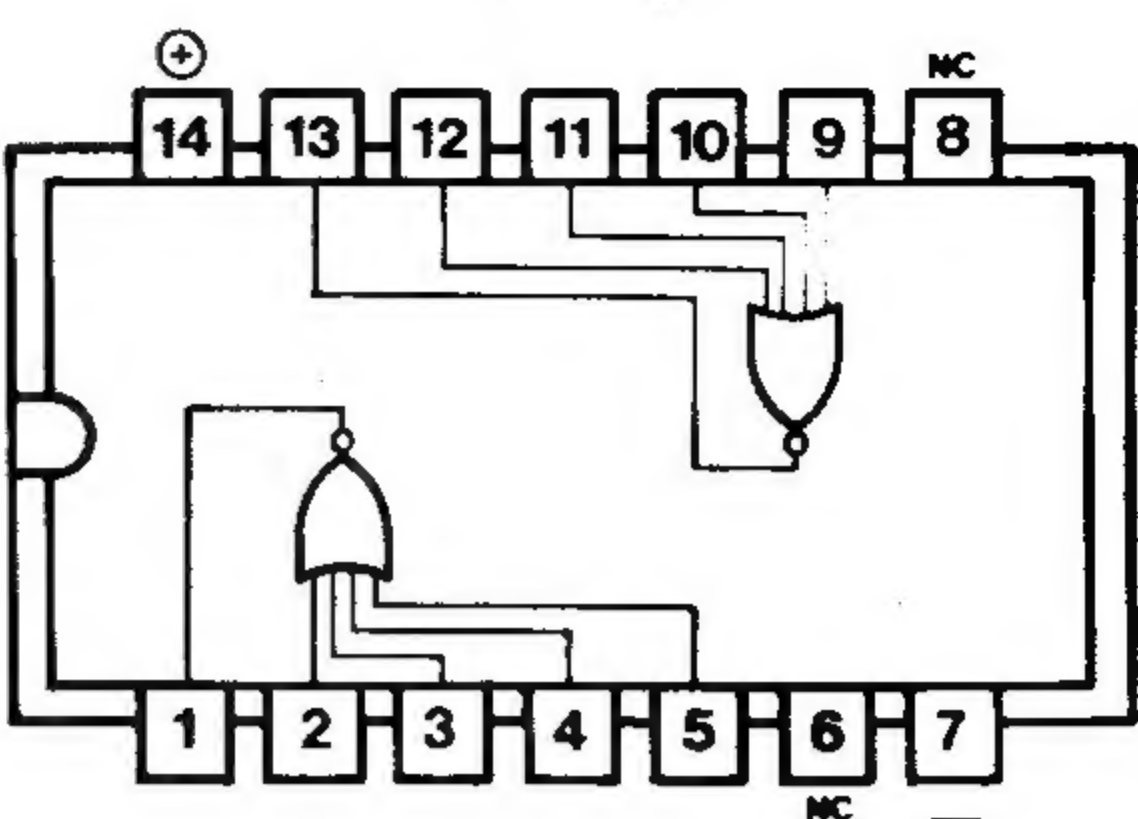
DUAL 3-INPUT NOR-GATE PLUS INVERTER
4000



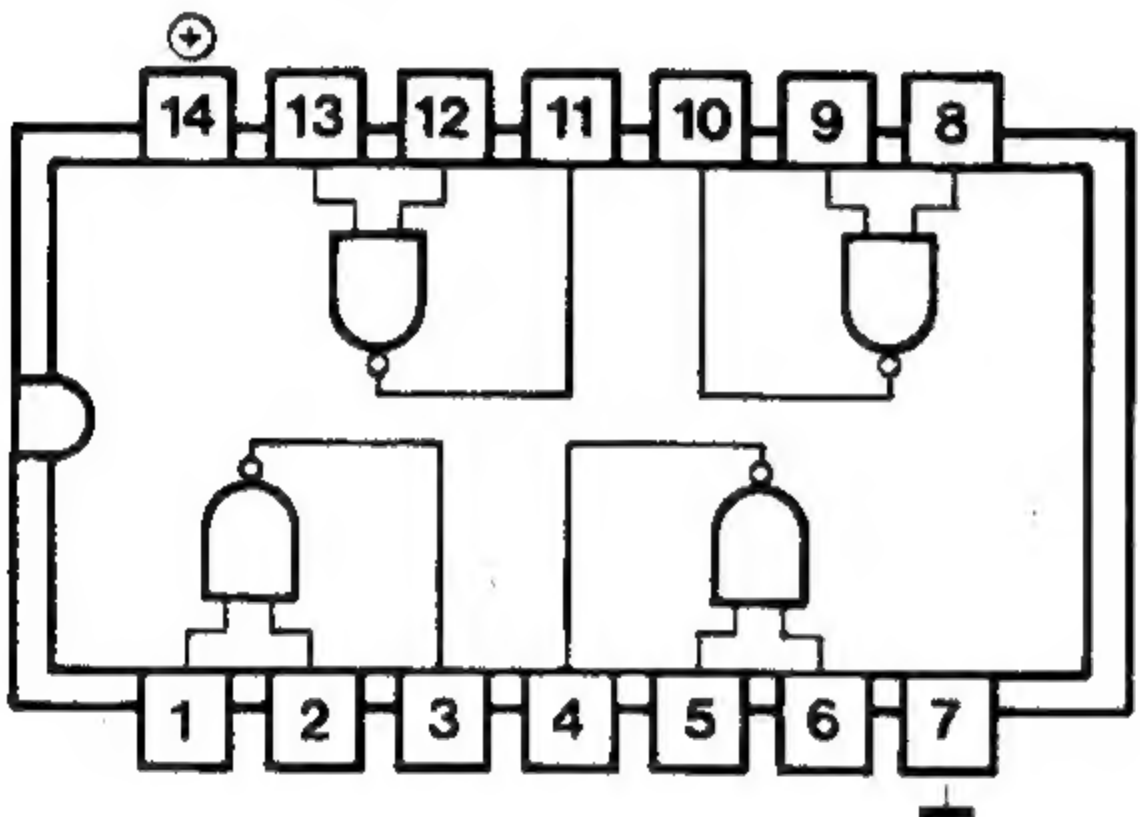
QUADRUPLE 2-INPUT NOR GATE
4001



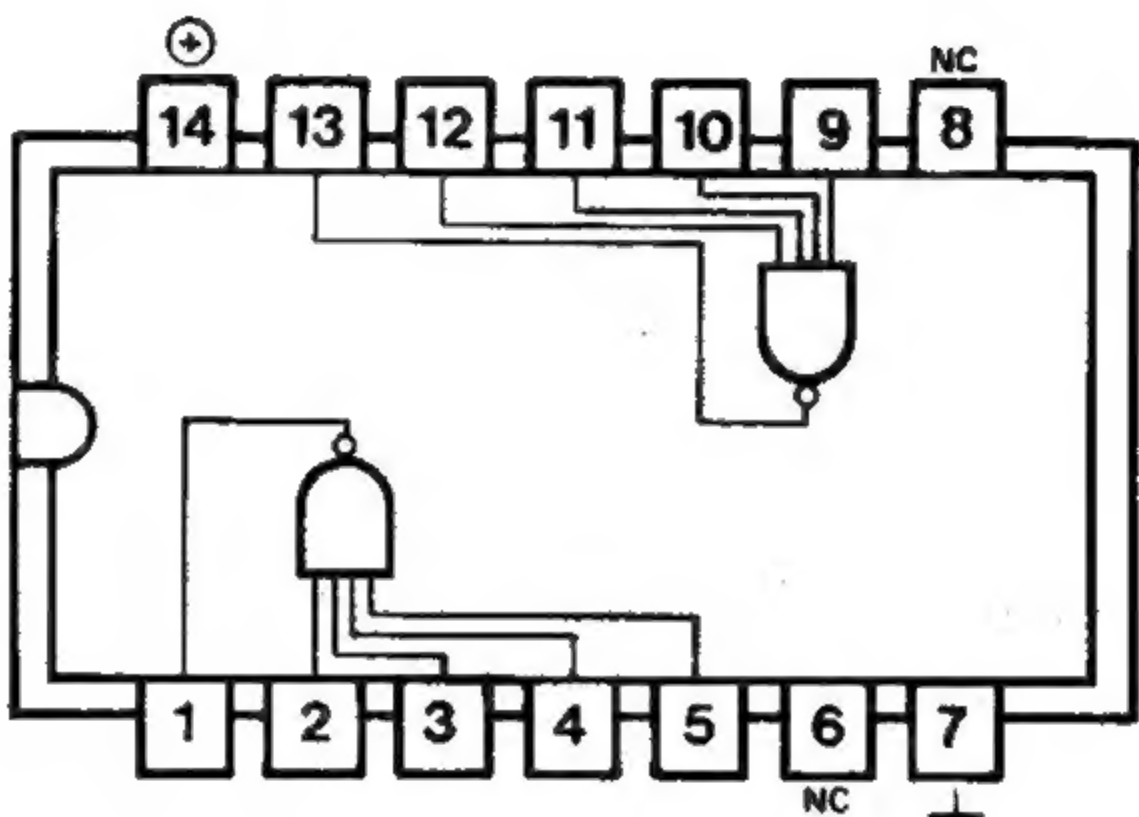
DUAL 4-INPUT NOR-GATE
4002



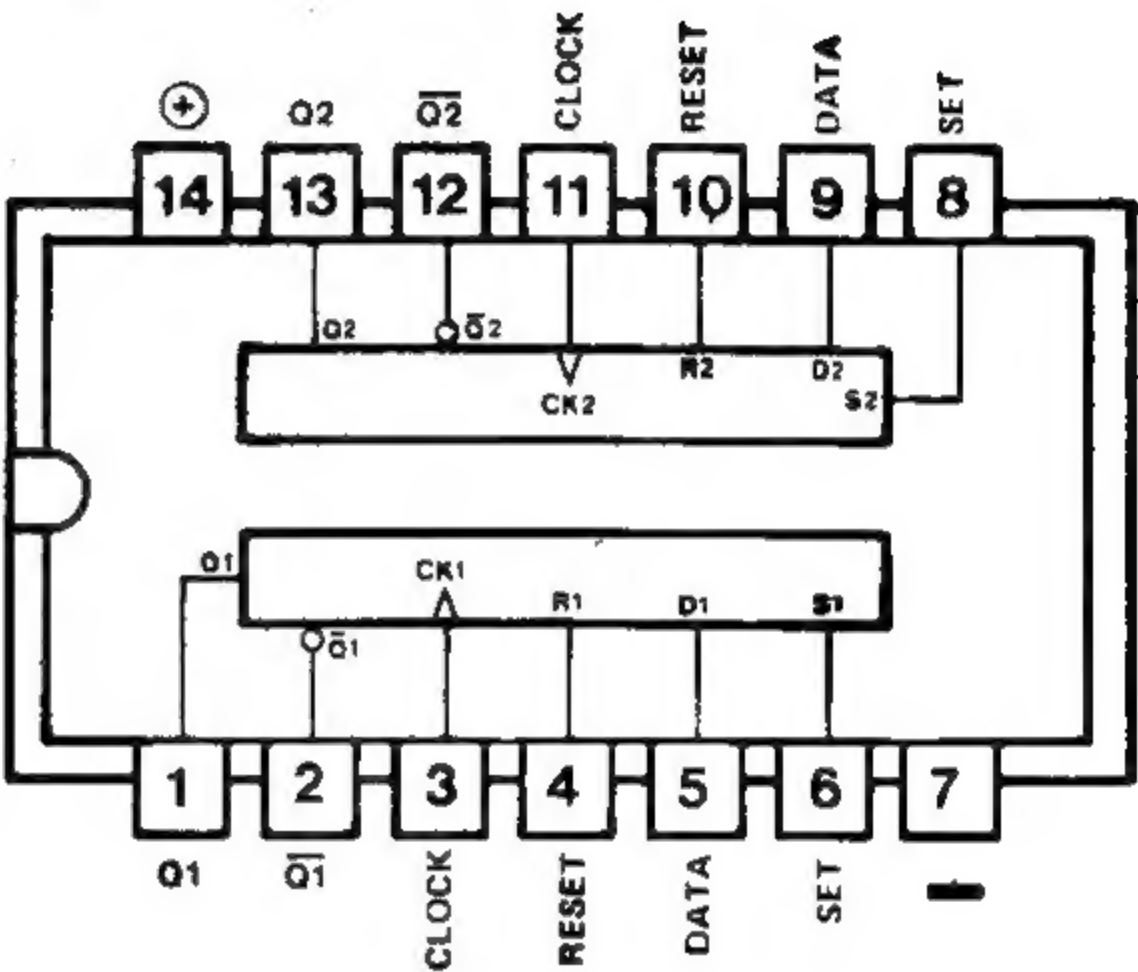
QUADRUPLE 2-INPUT NAND GATE
4011



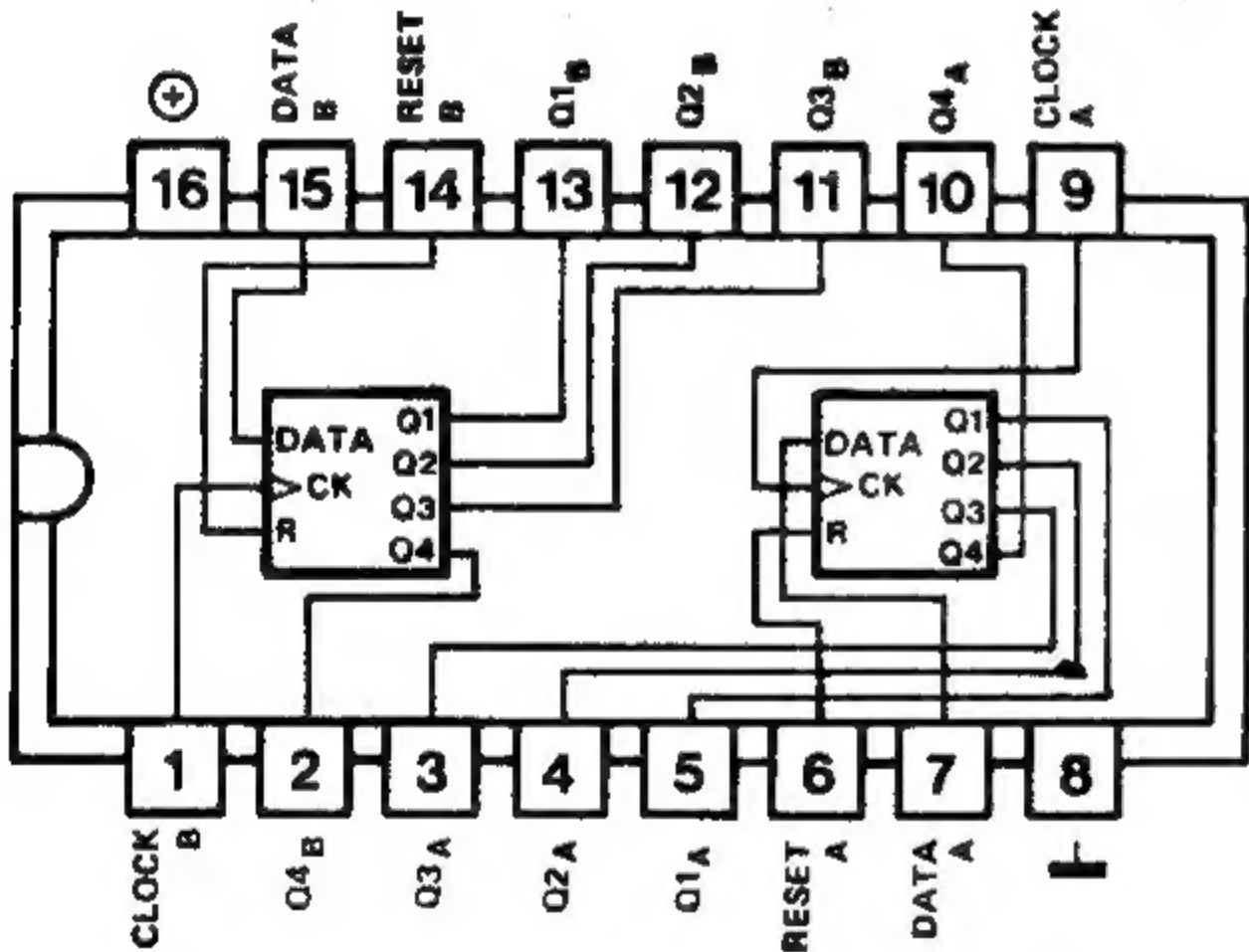
DUAL 4-INPUT NAND GATE
4012



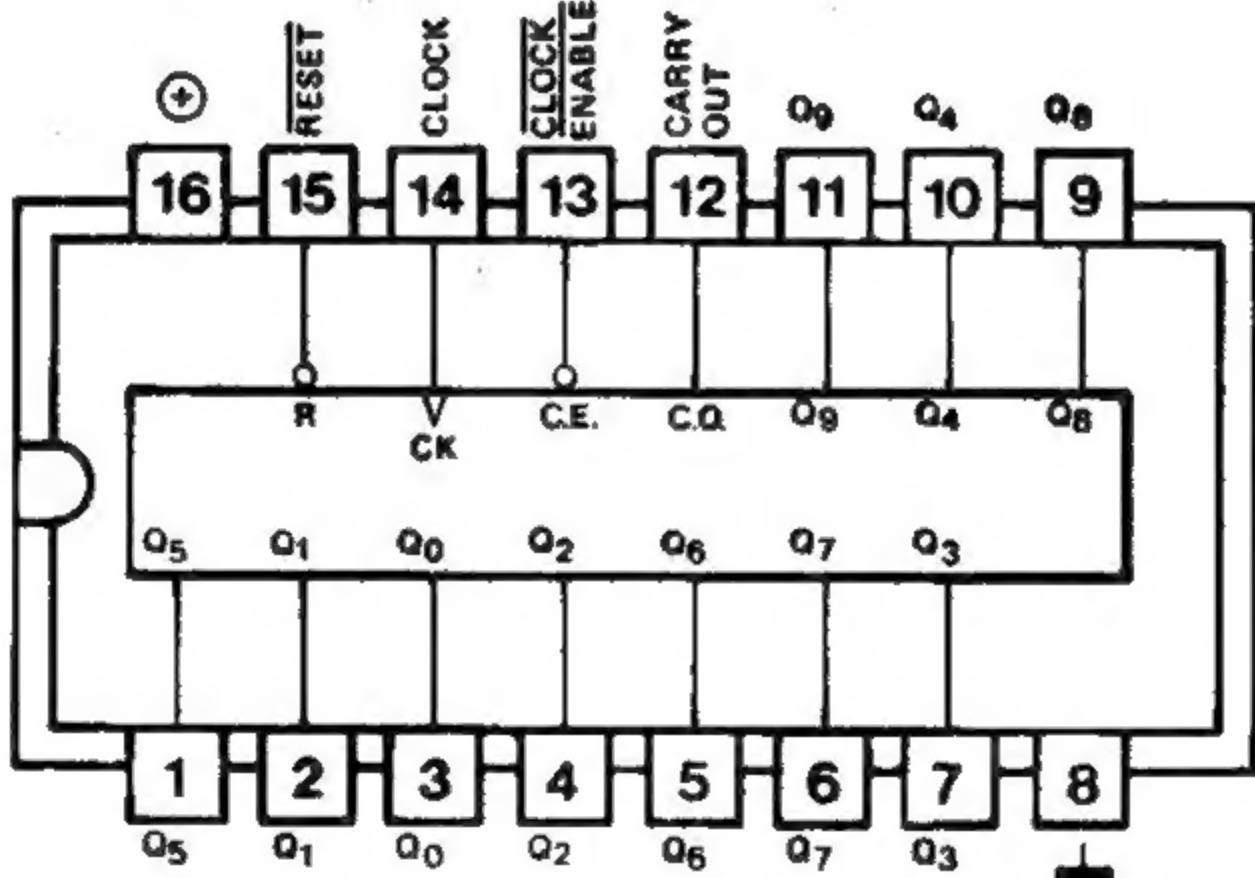
DUAL D-FLIP-FLOP
4013



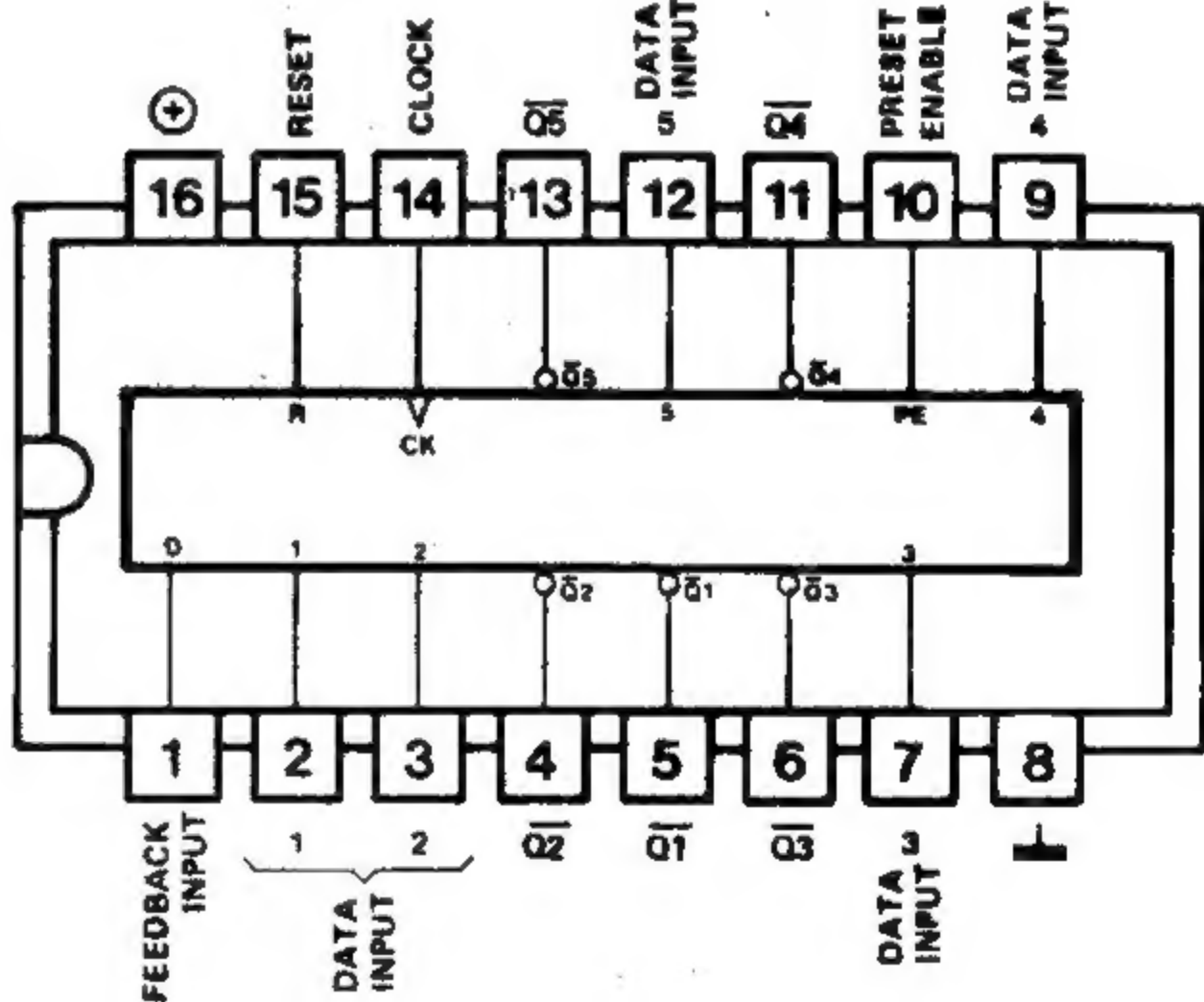
DUAL 4-BIT STATIC SHIFT REGISTER
4015



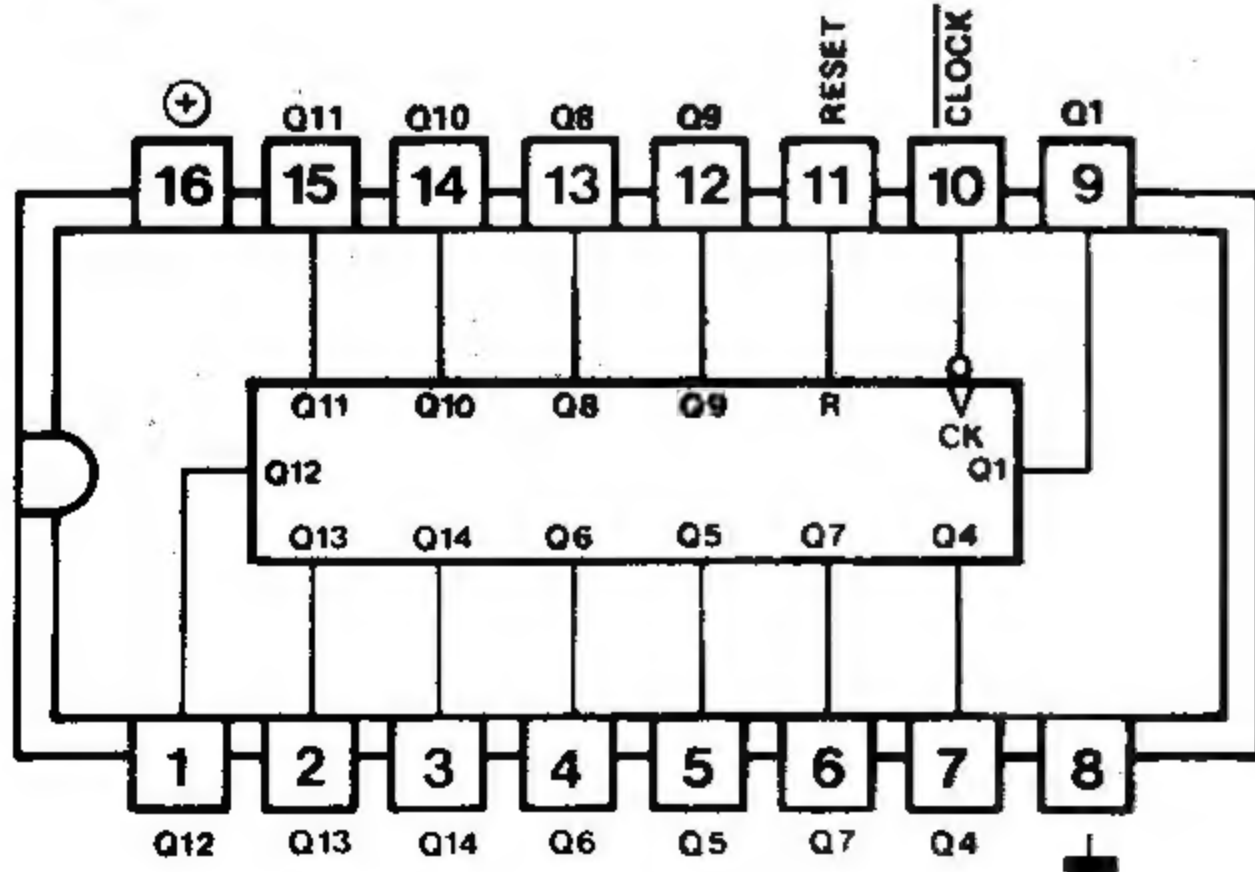
DIVIDE-BY-10 SYNCHRONOUS COUNTER
4017



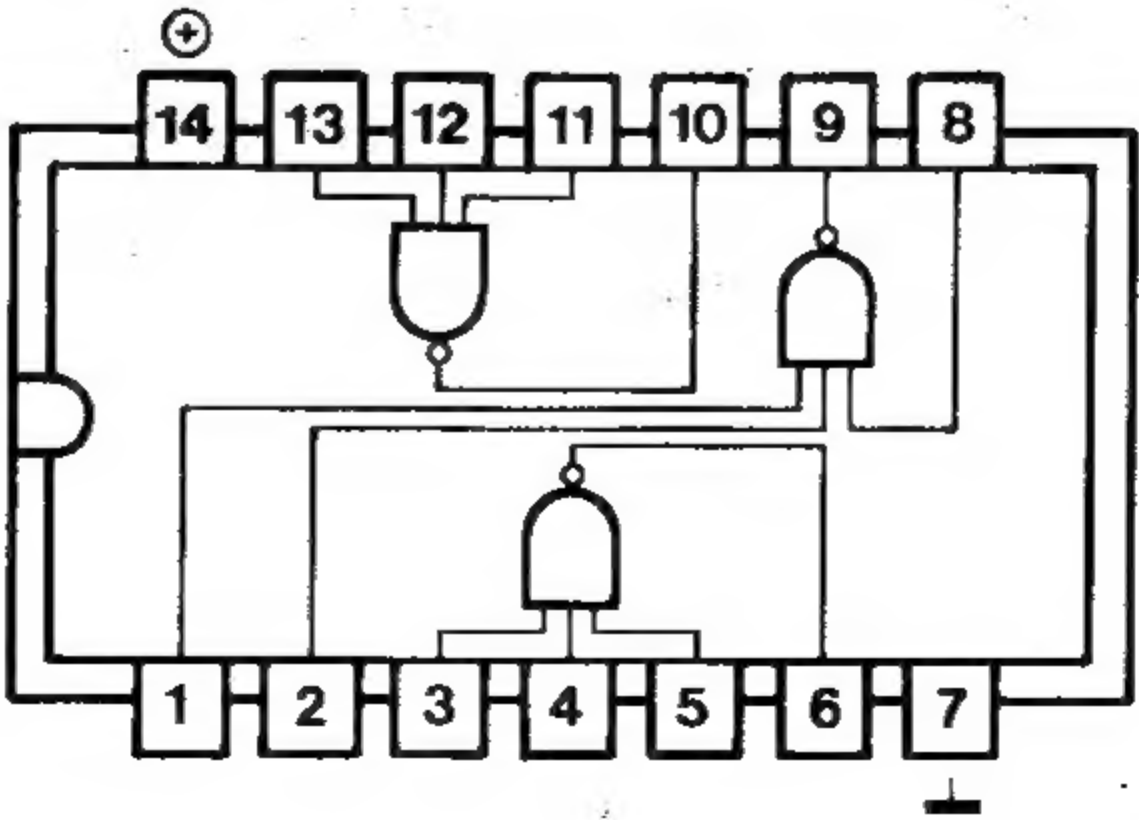
SYNCHRONOUS PRESETTABLE DIVIDE BY 'N' COUNTER
4018



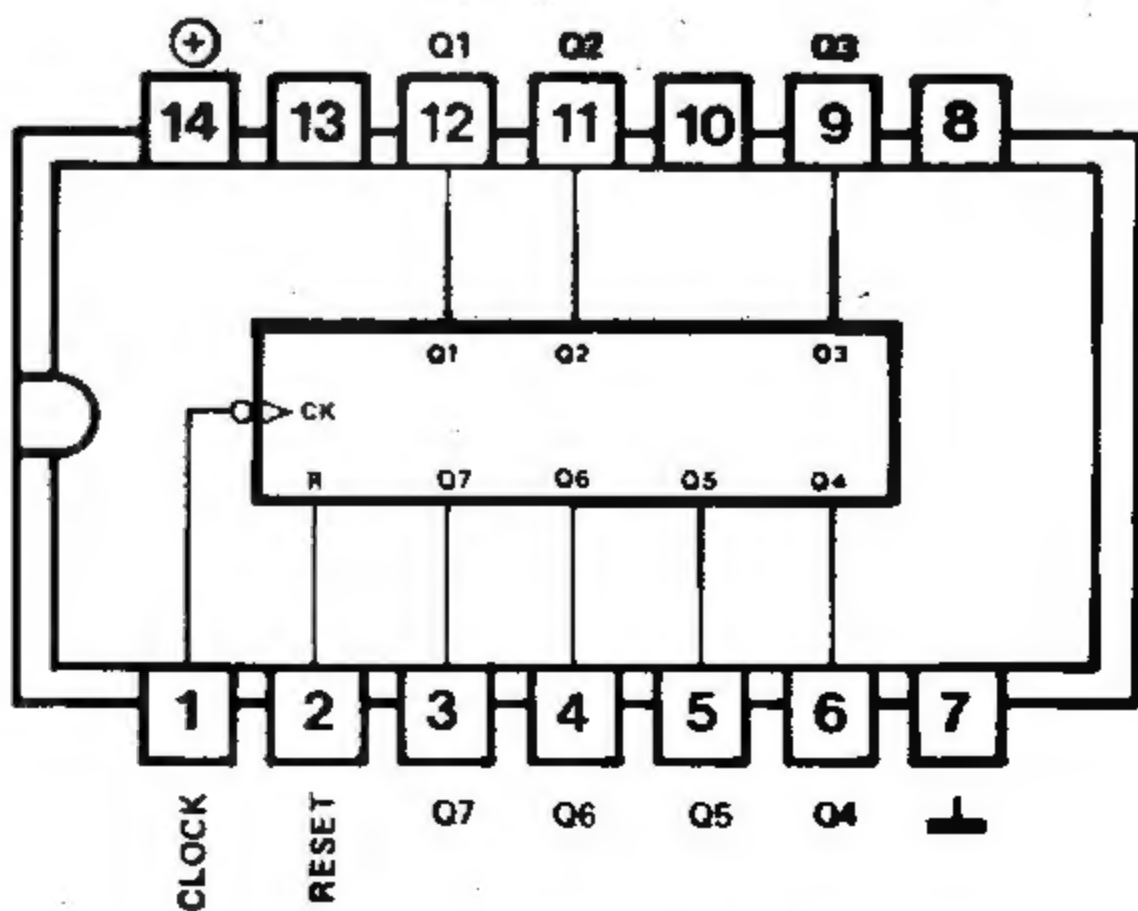
14-BIT BINARY RIPPLE COUNTER
4020

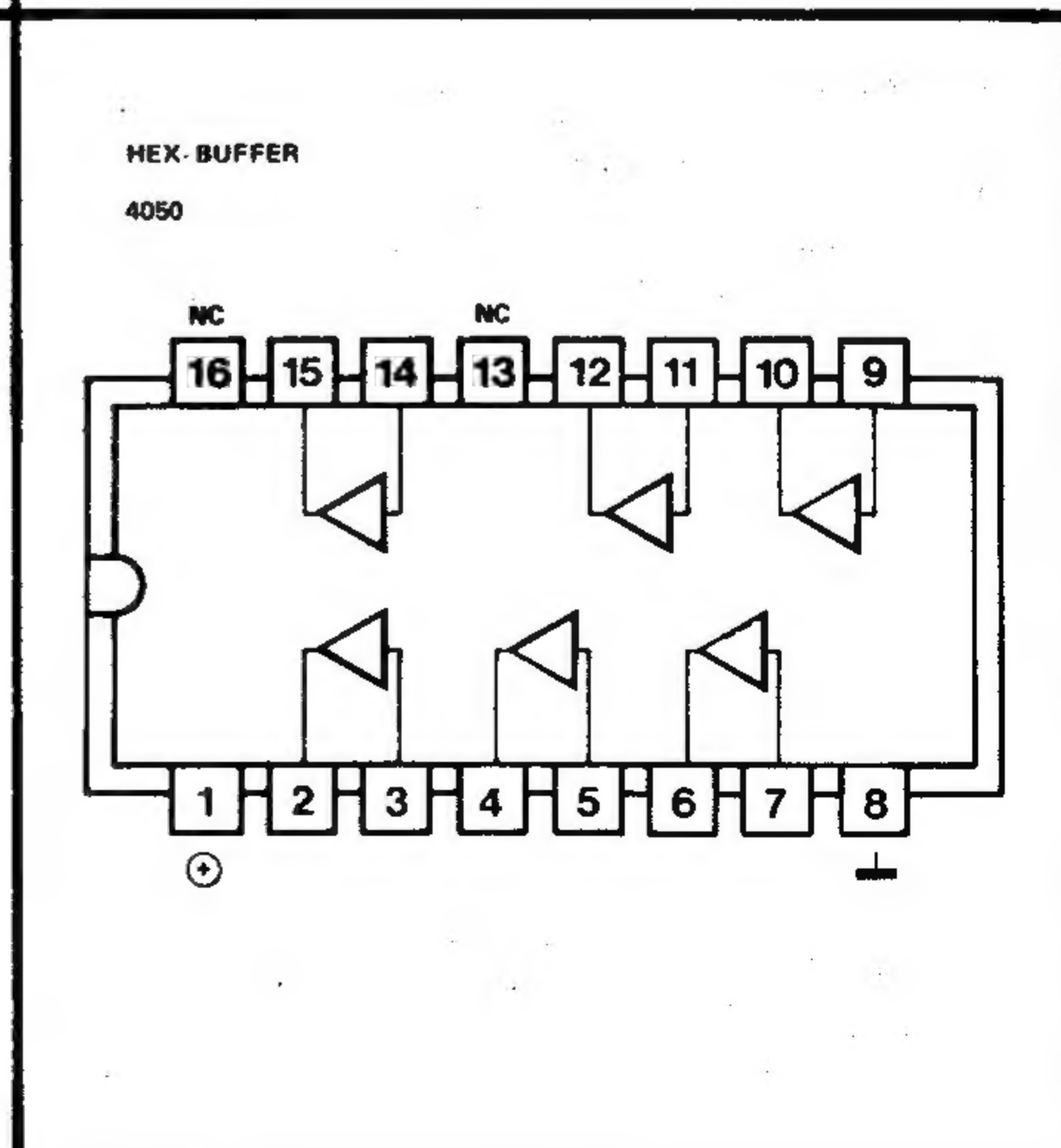
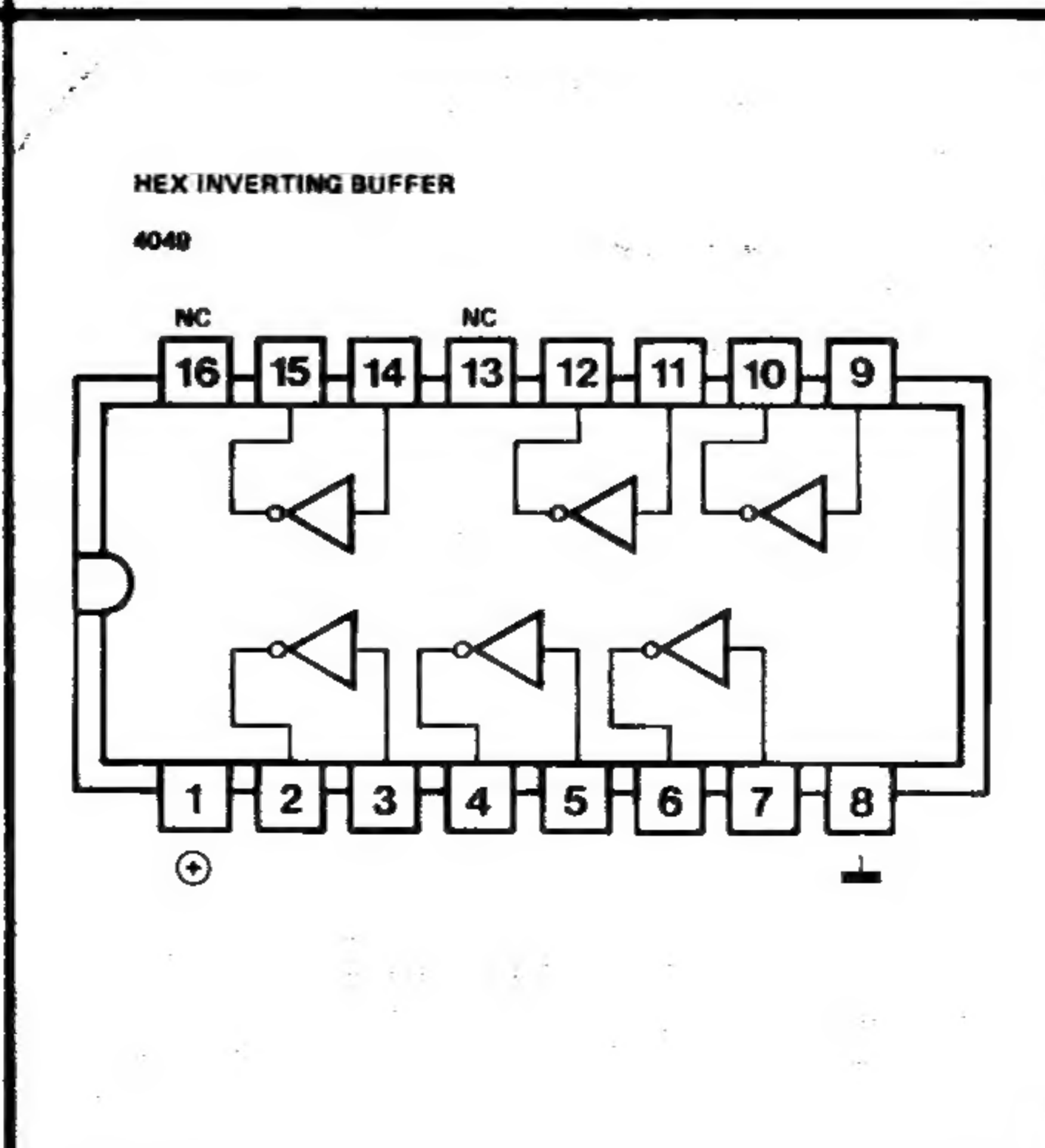
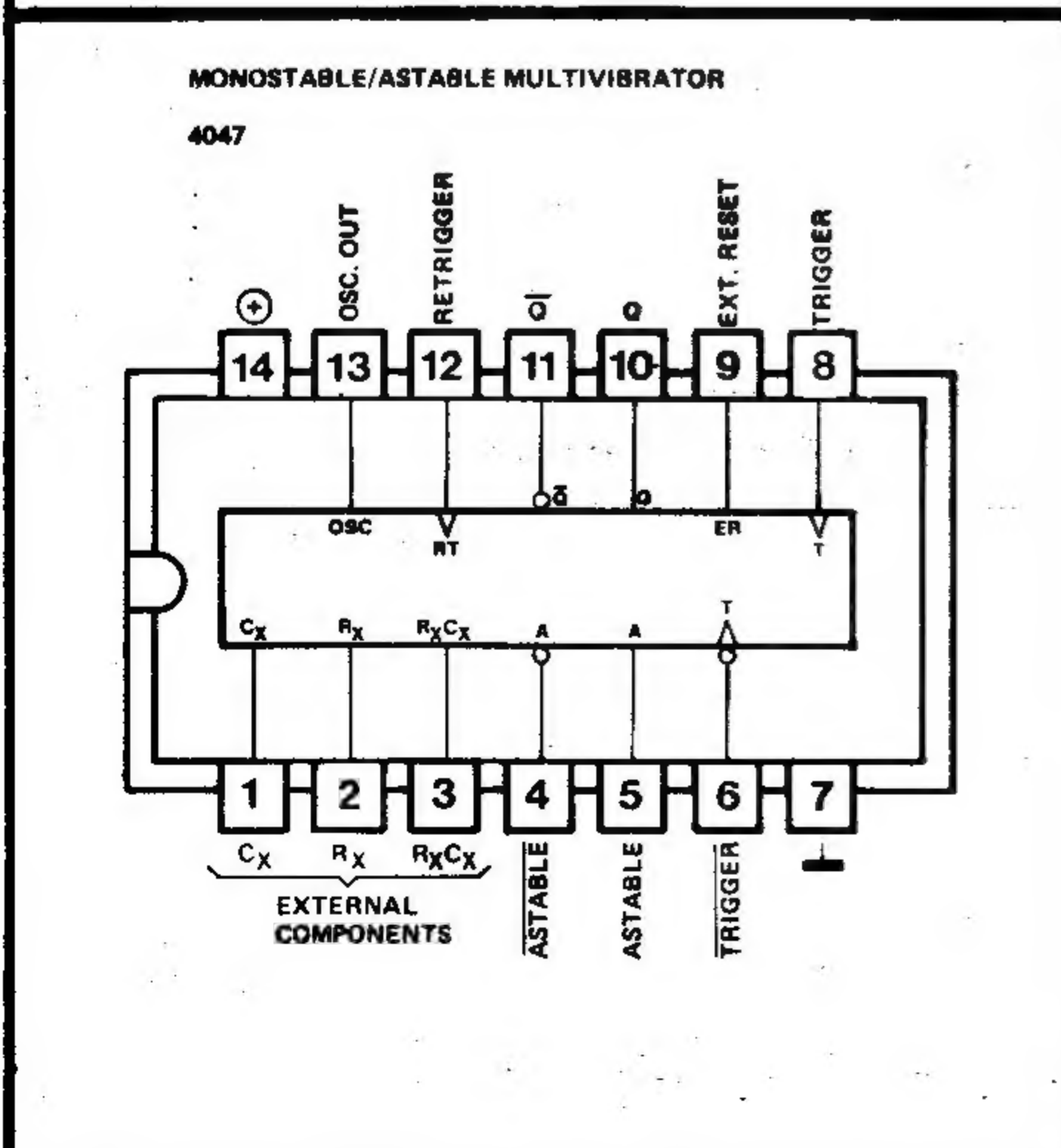
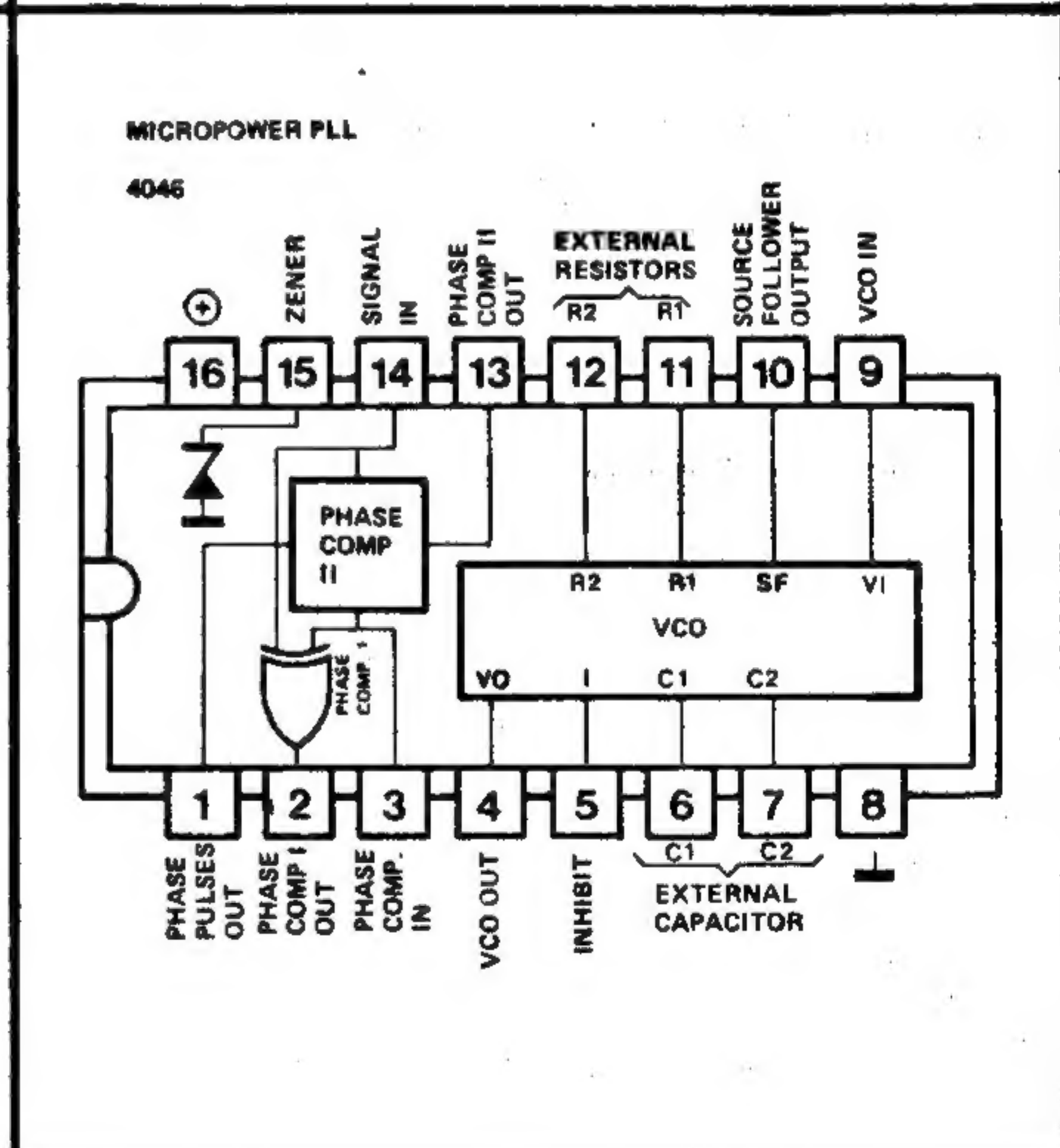
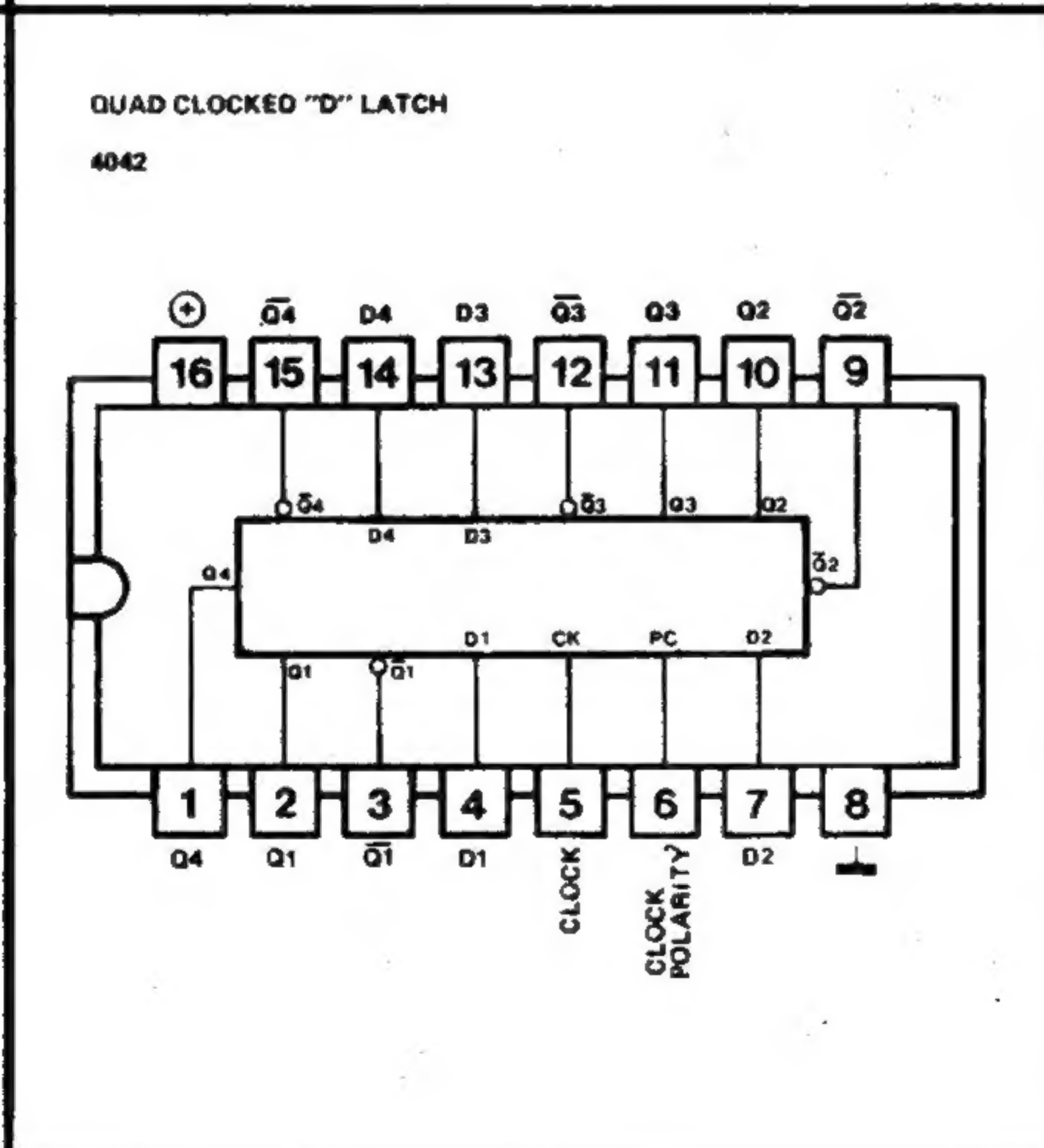
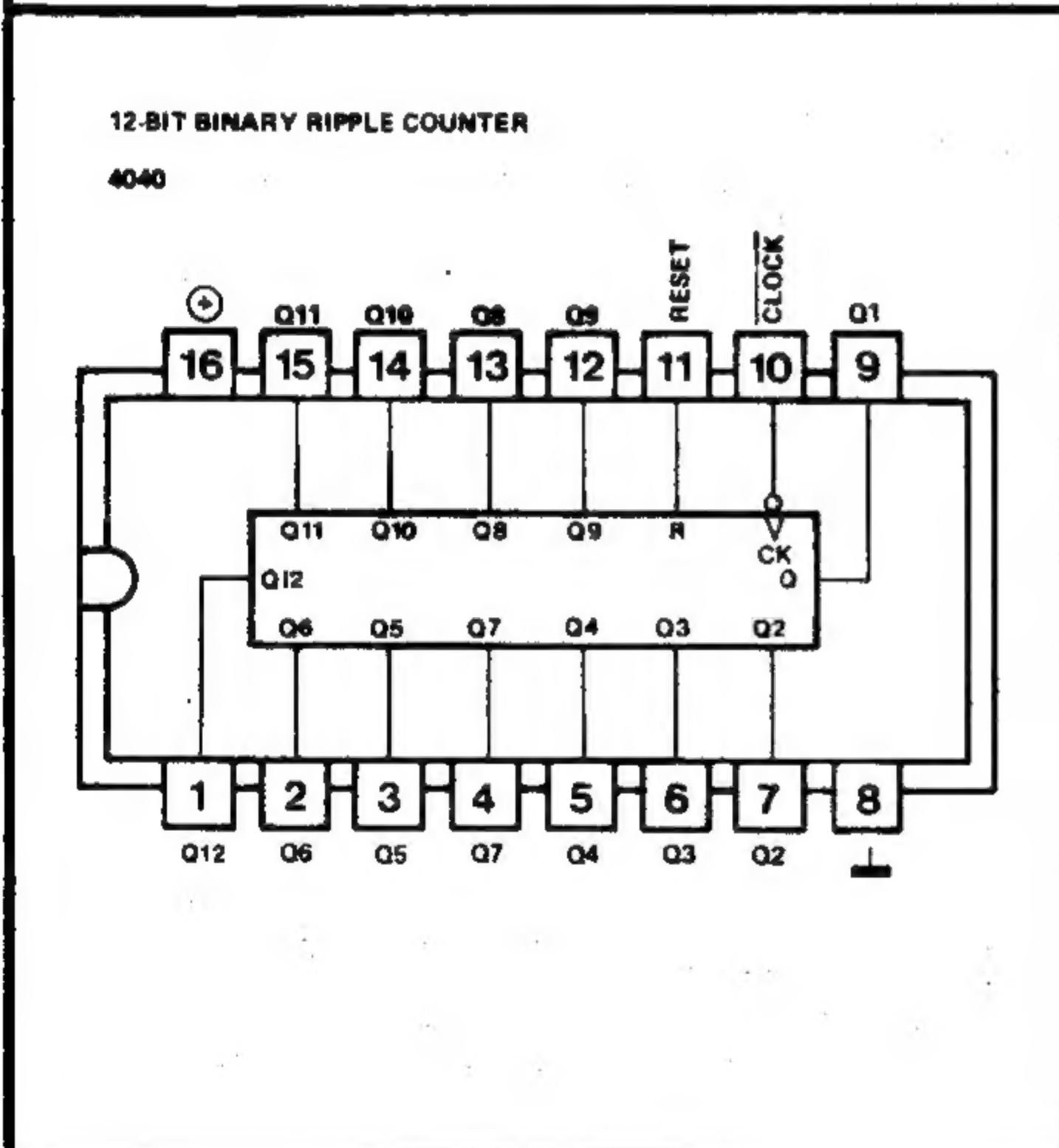
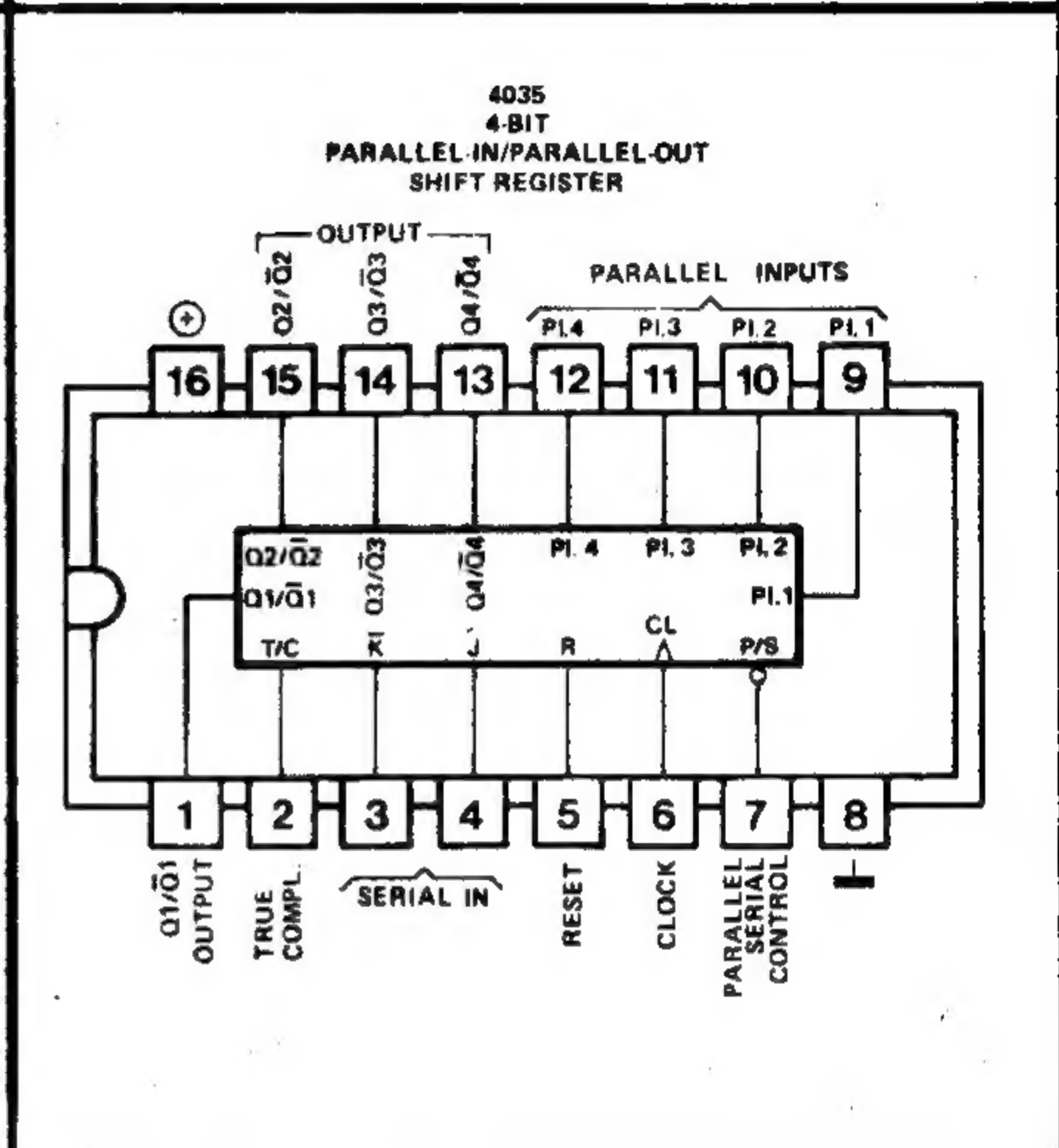
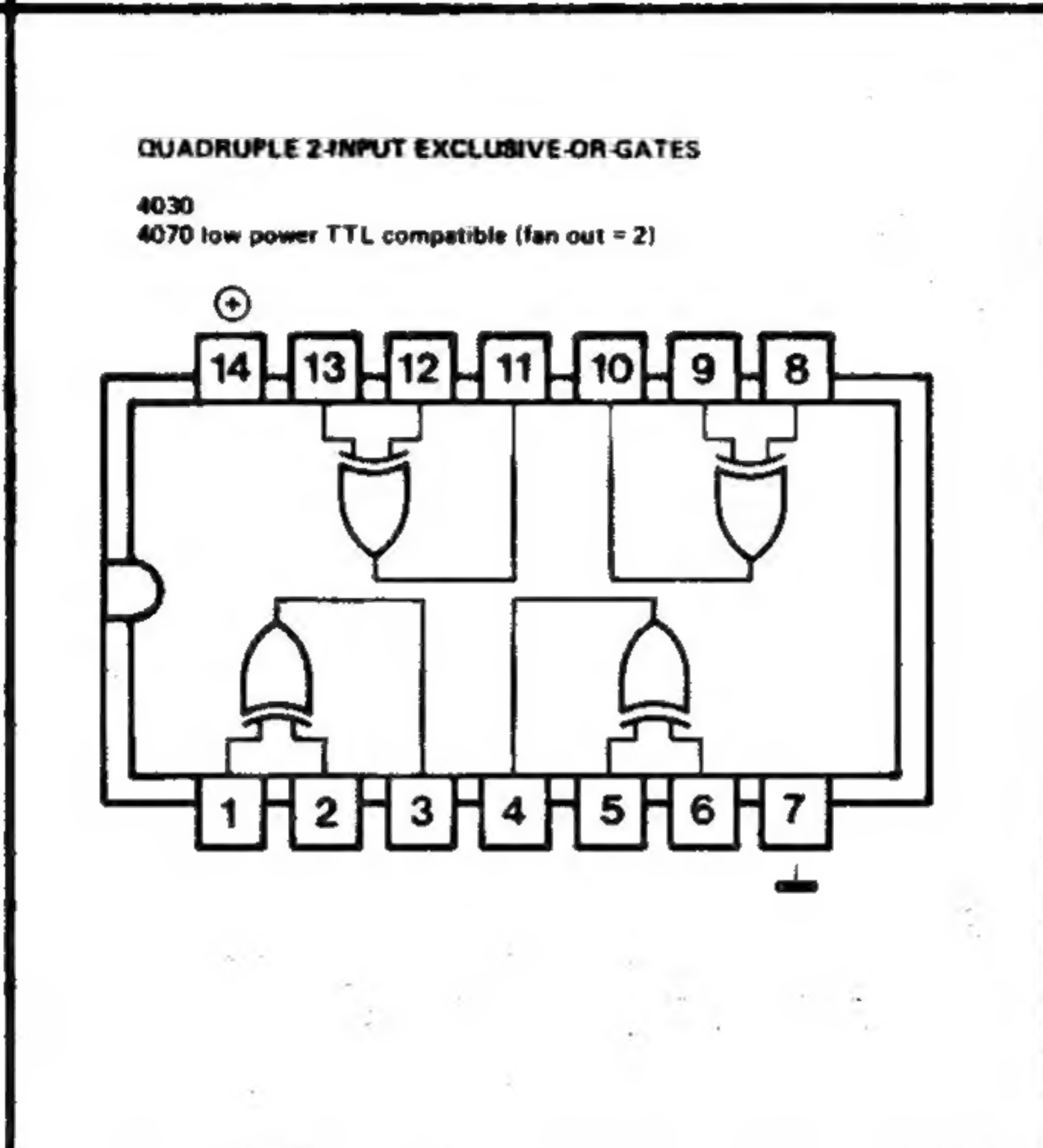
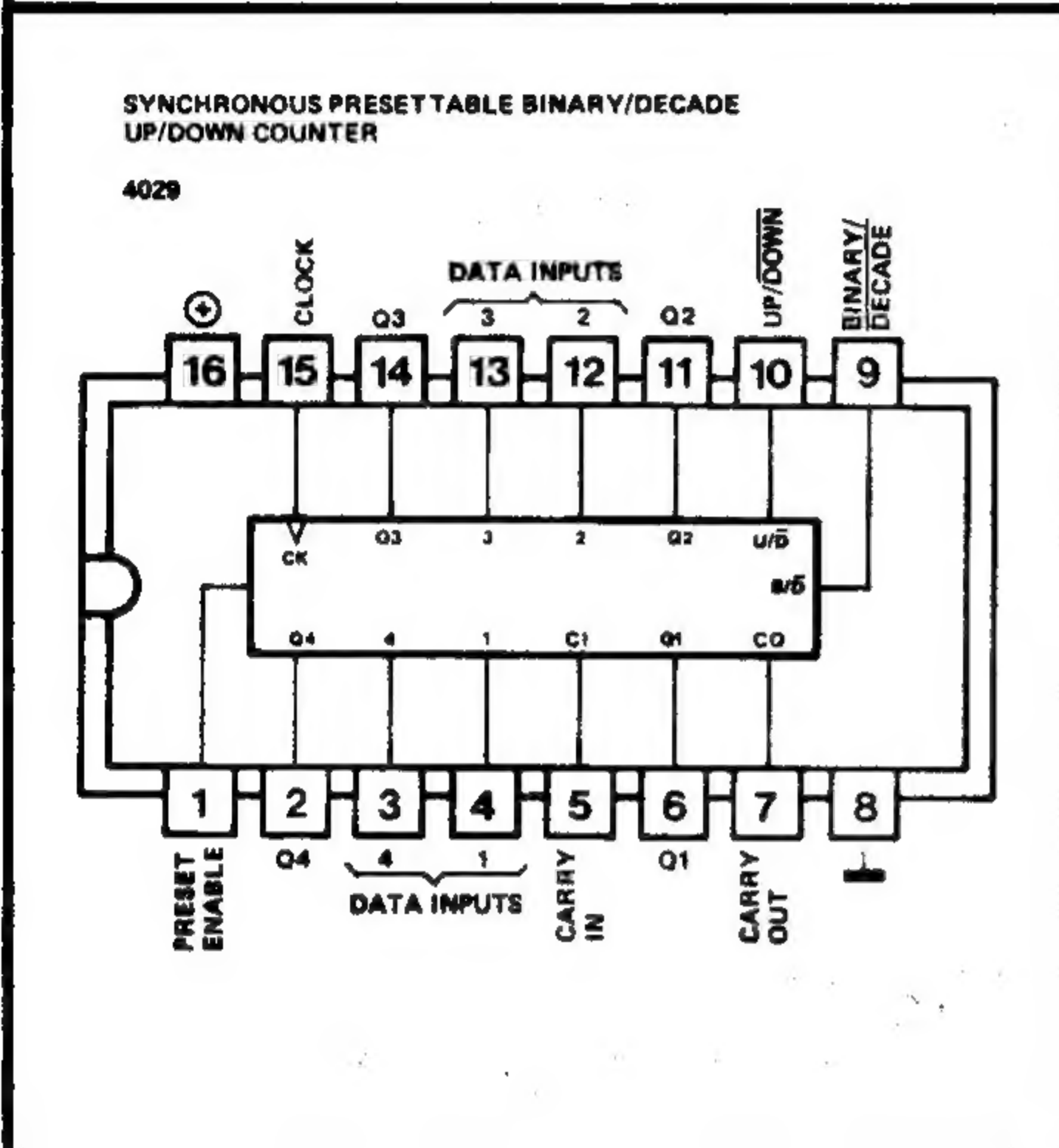
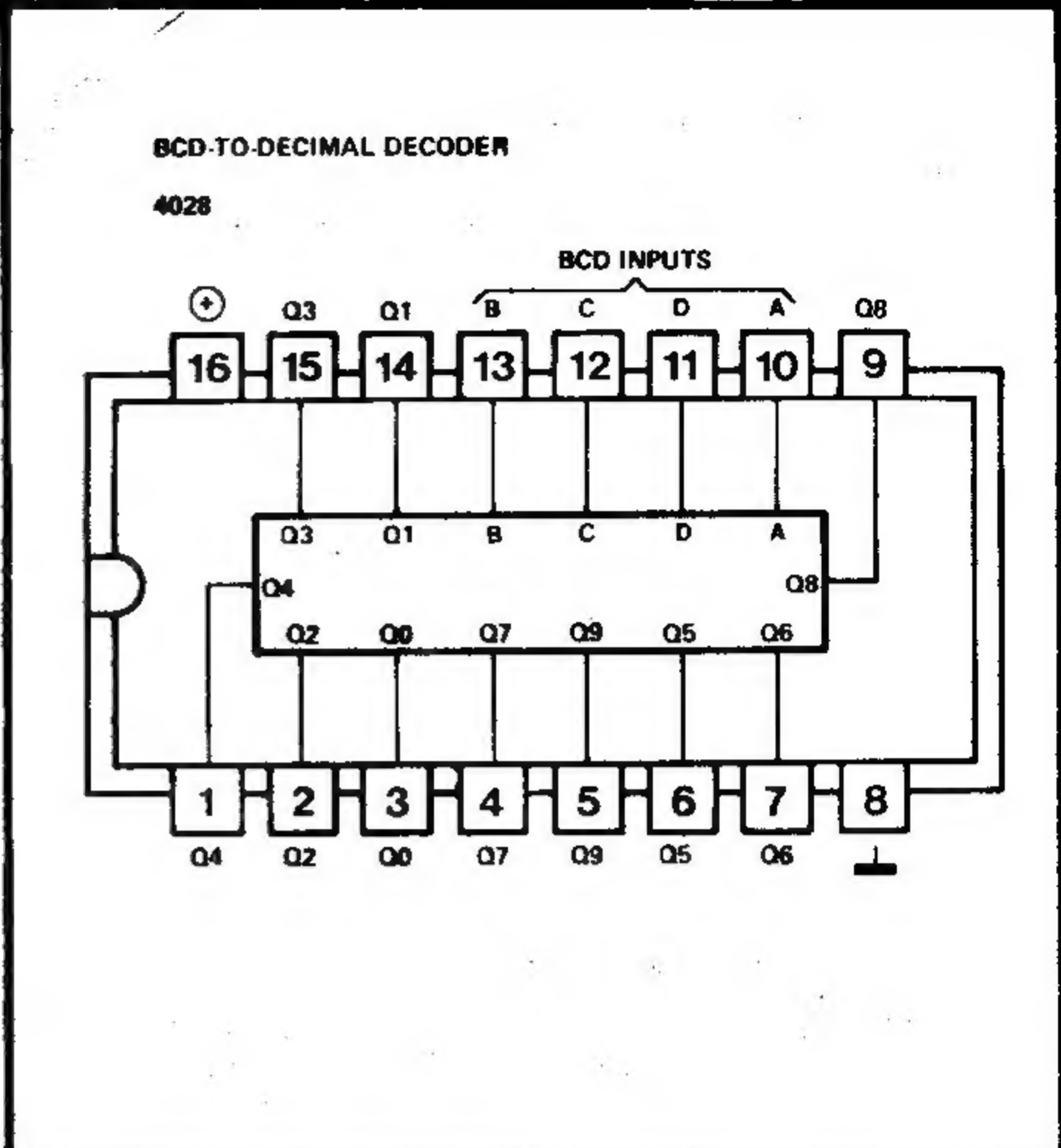
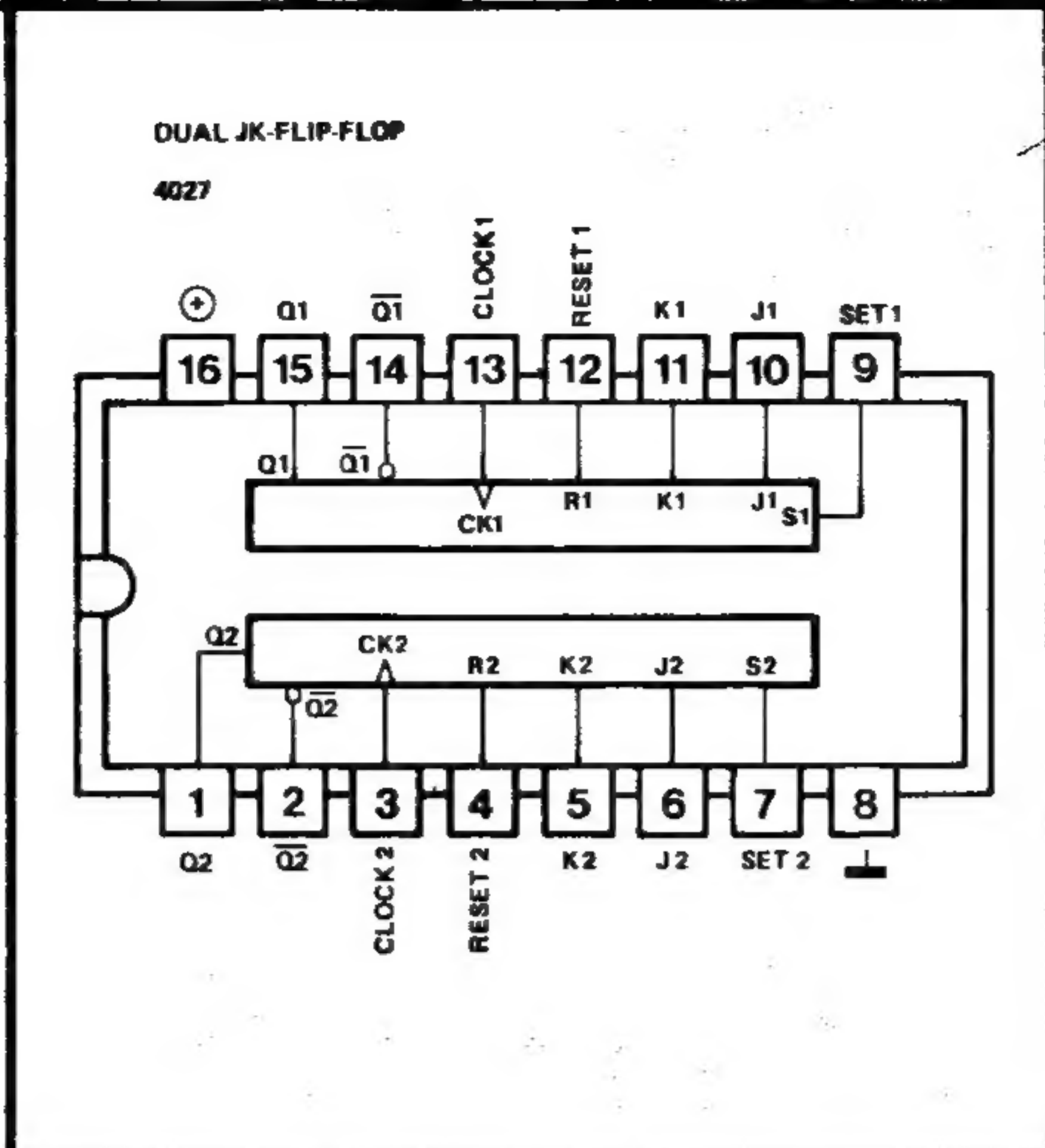
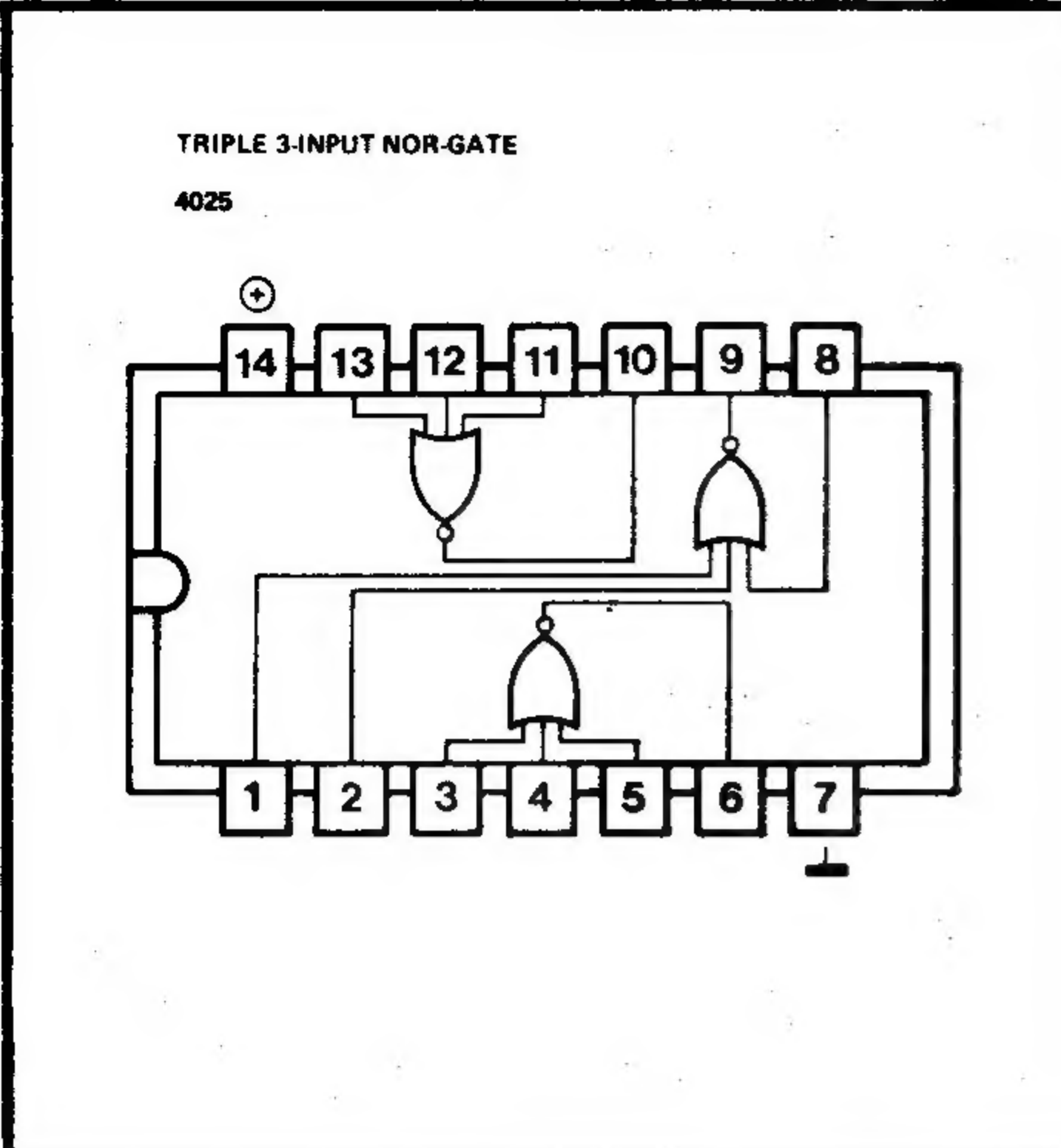


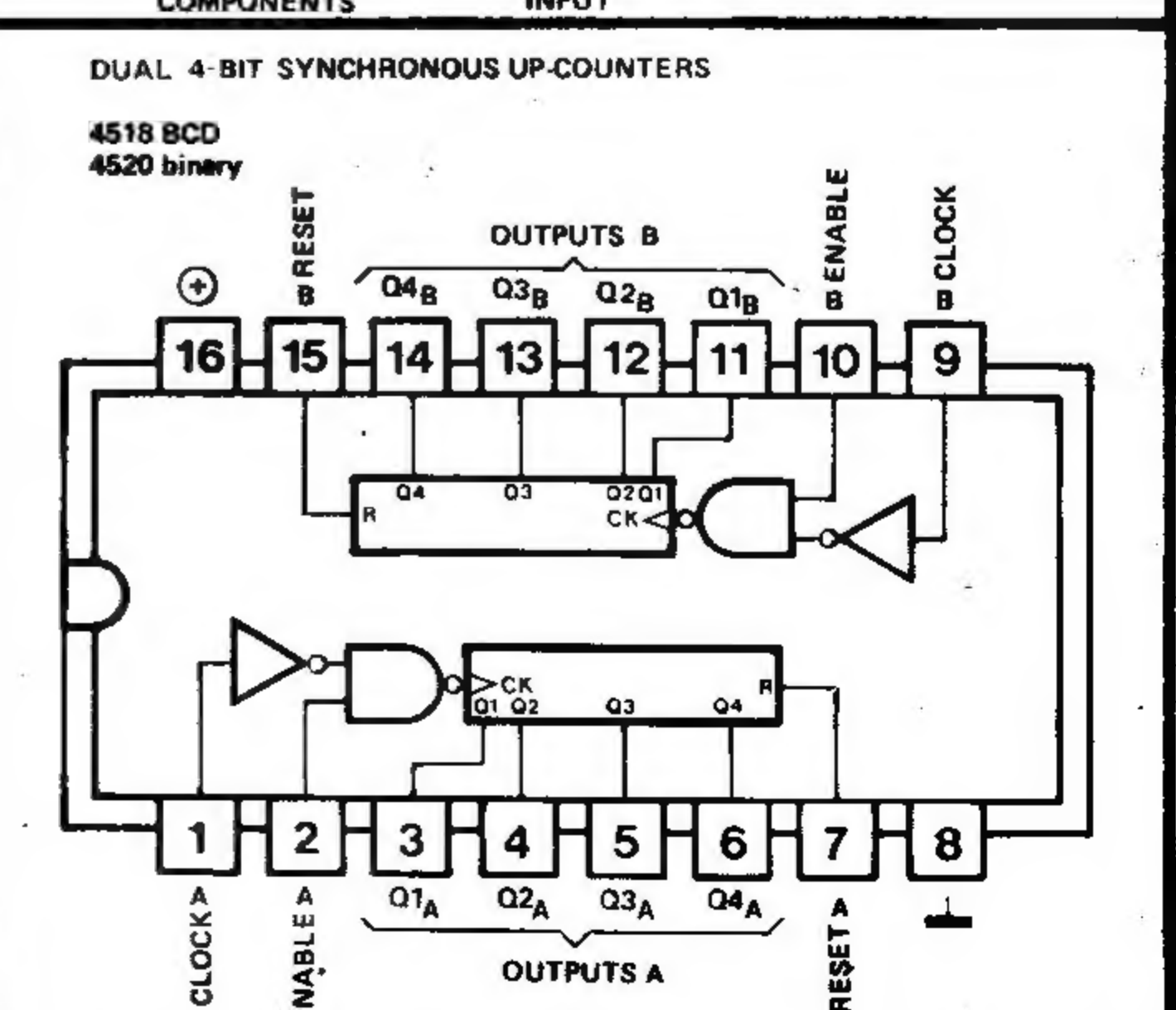
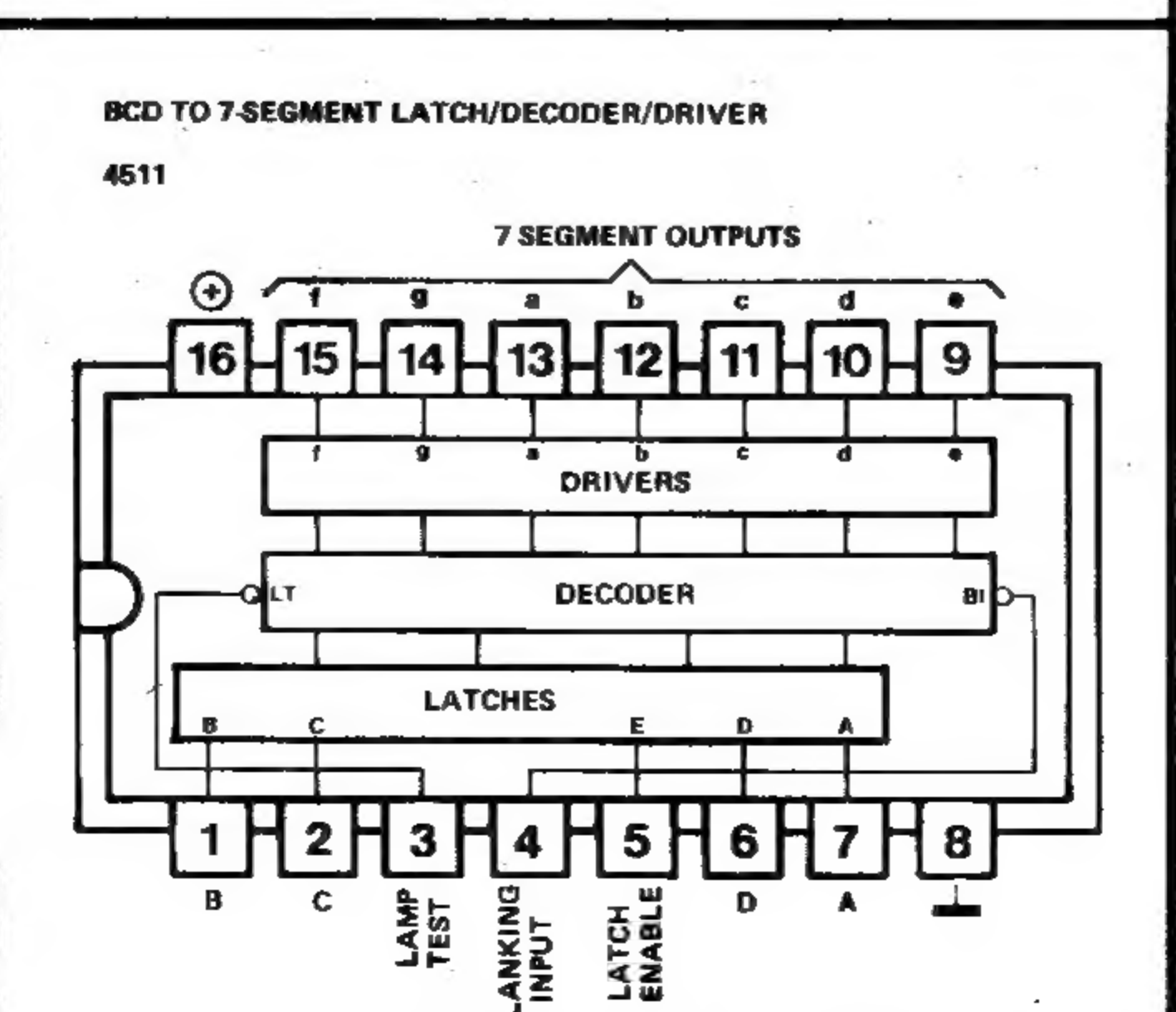
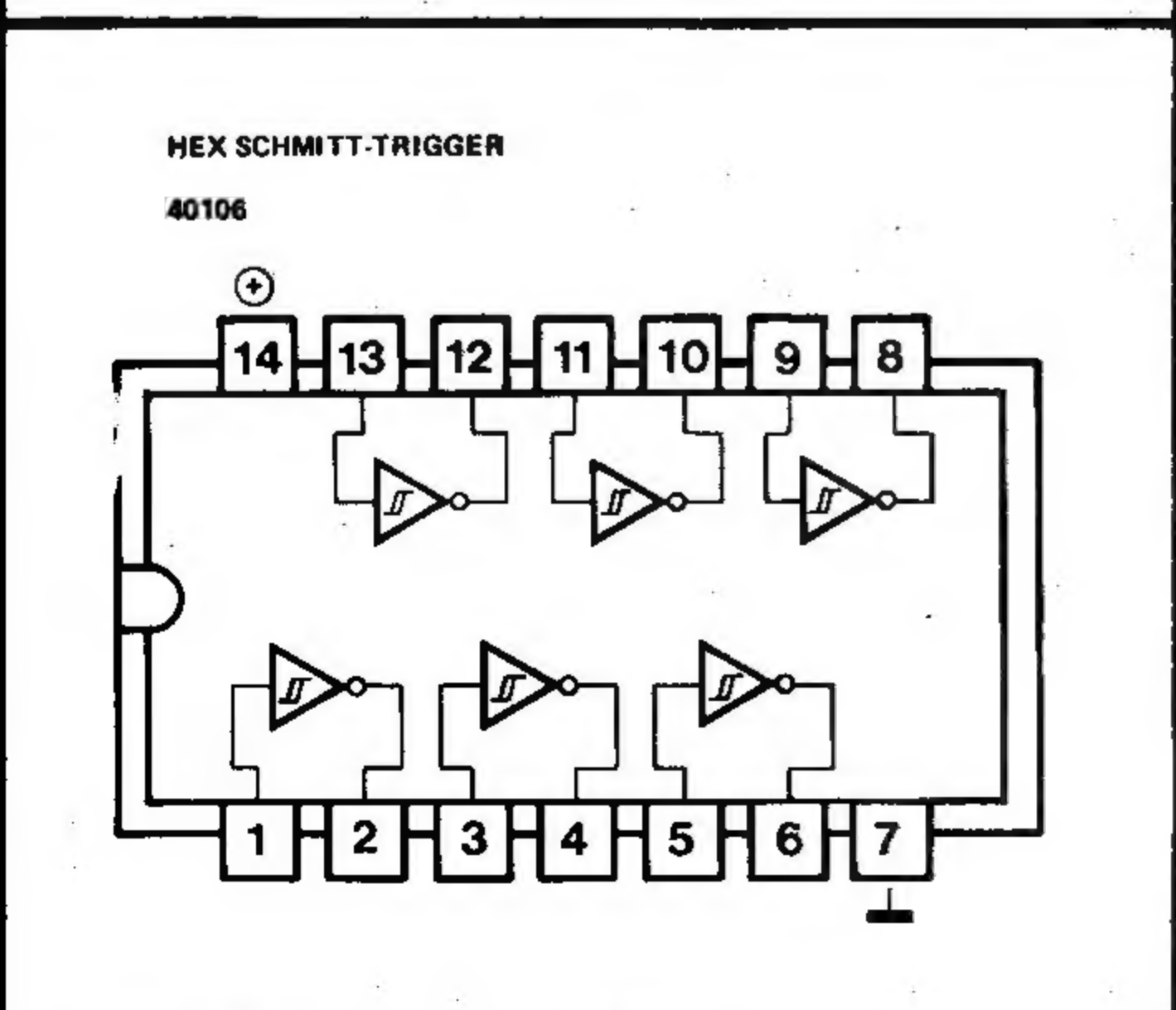
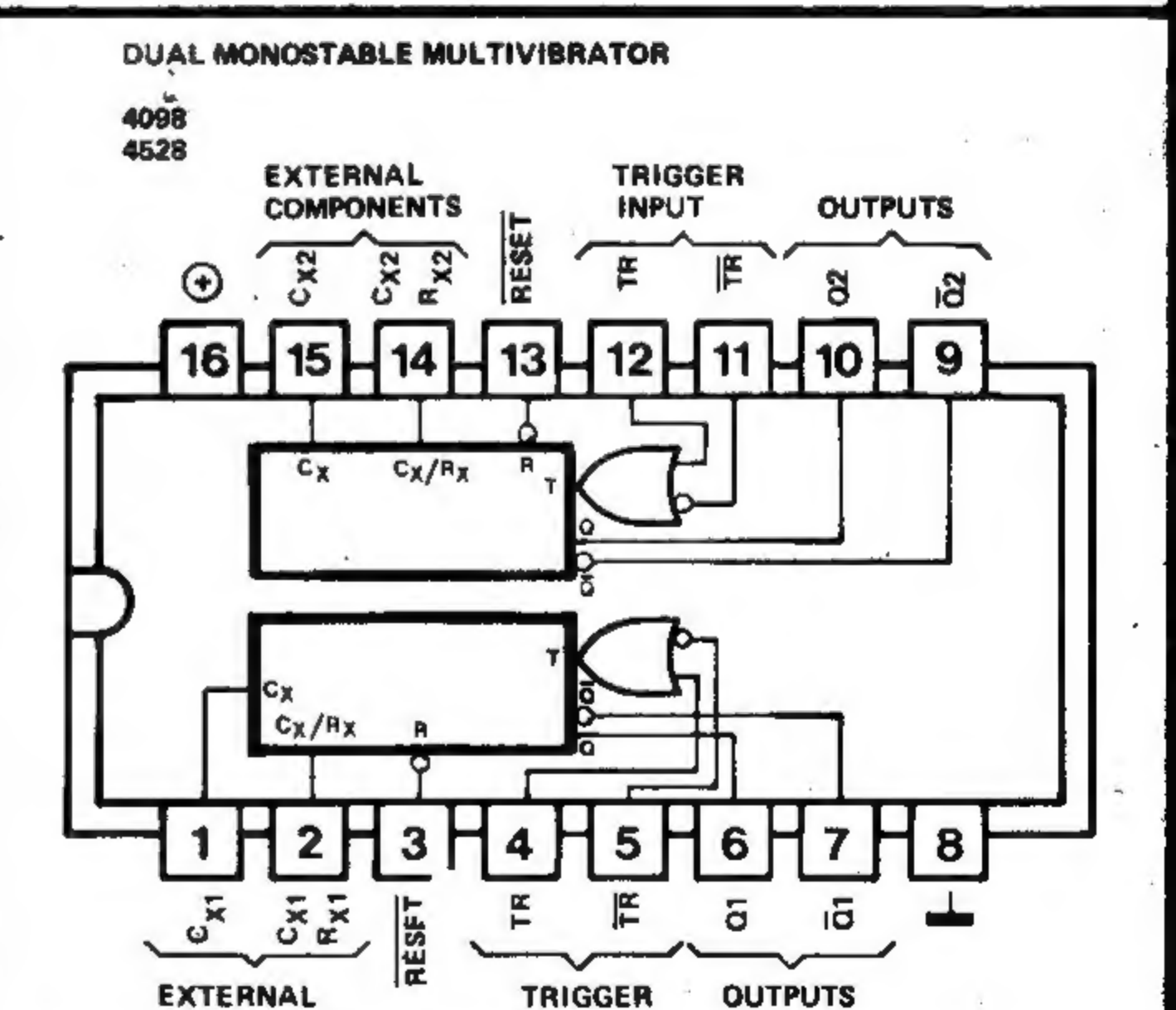
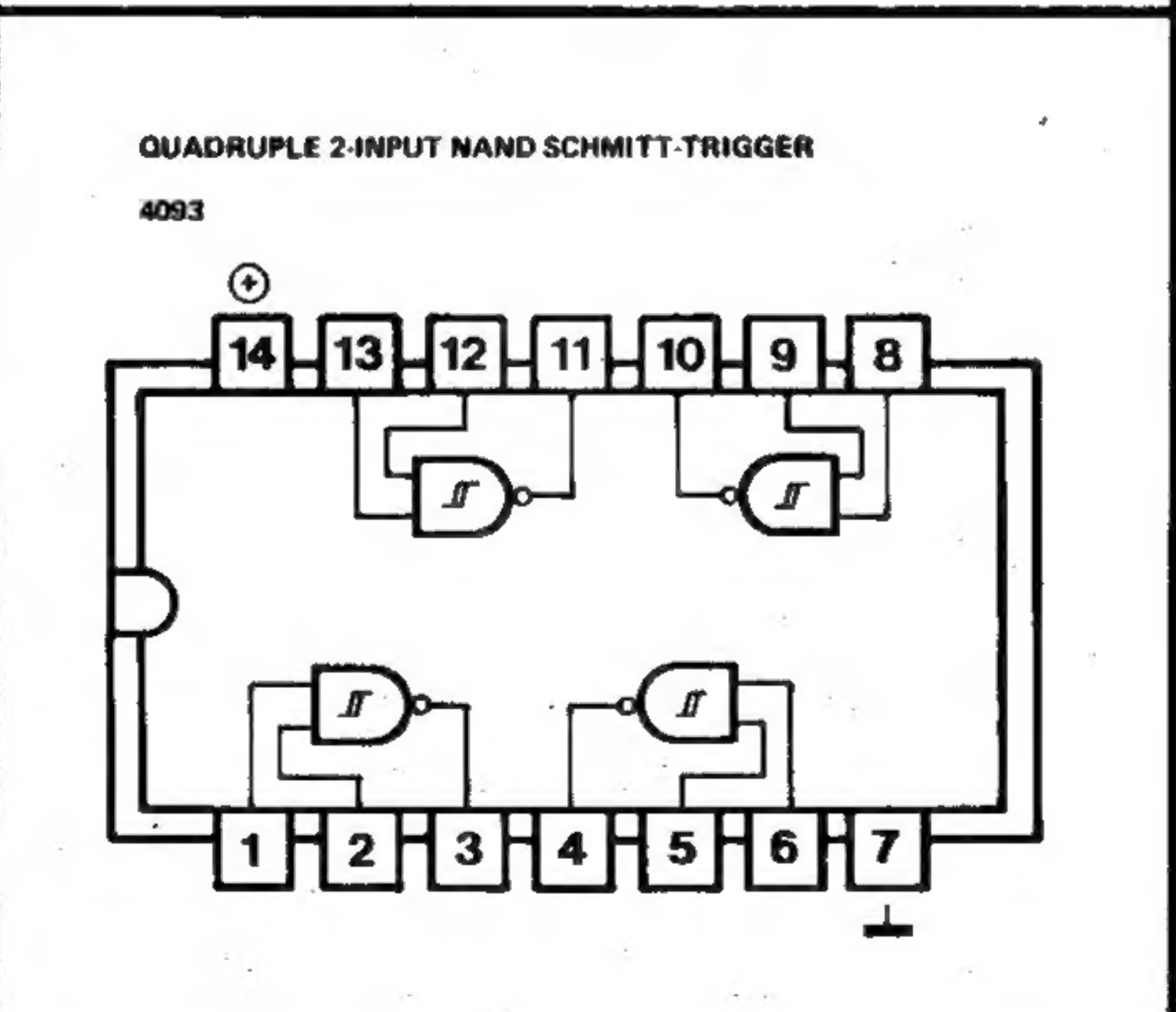
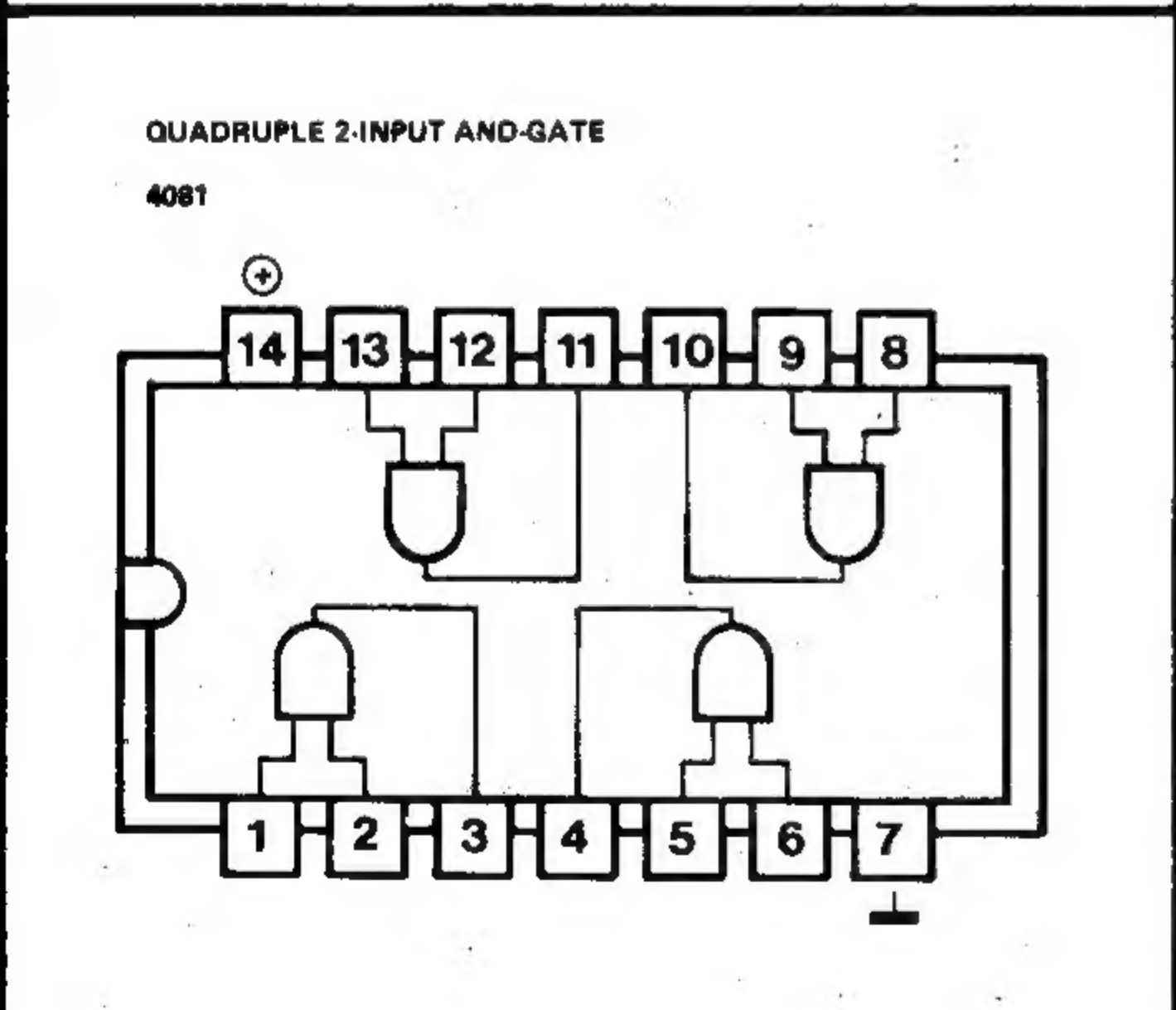
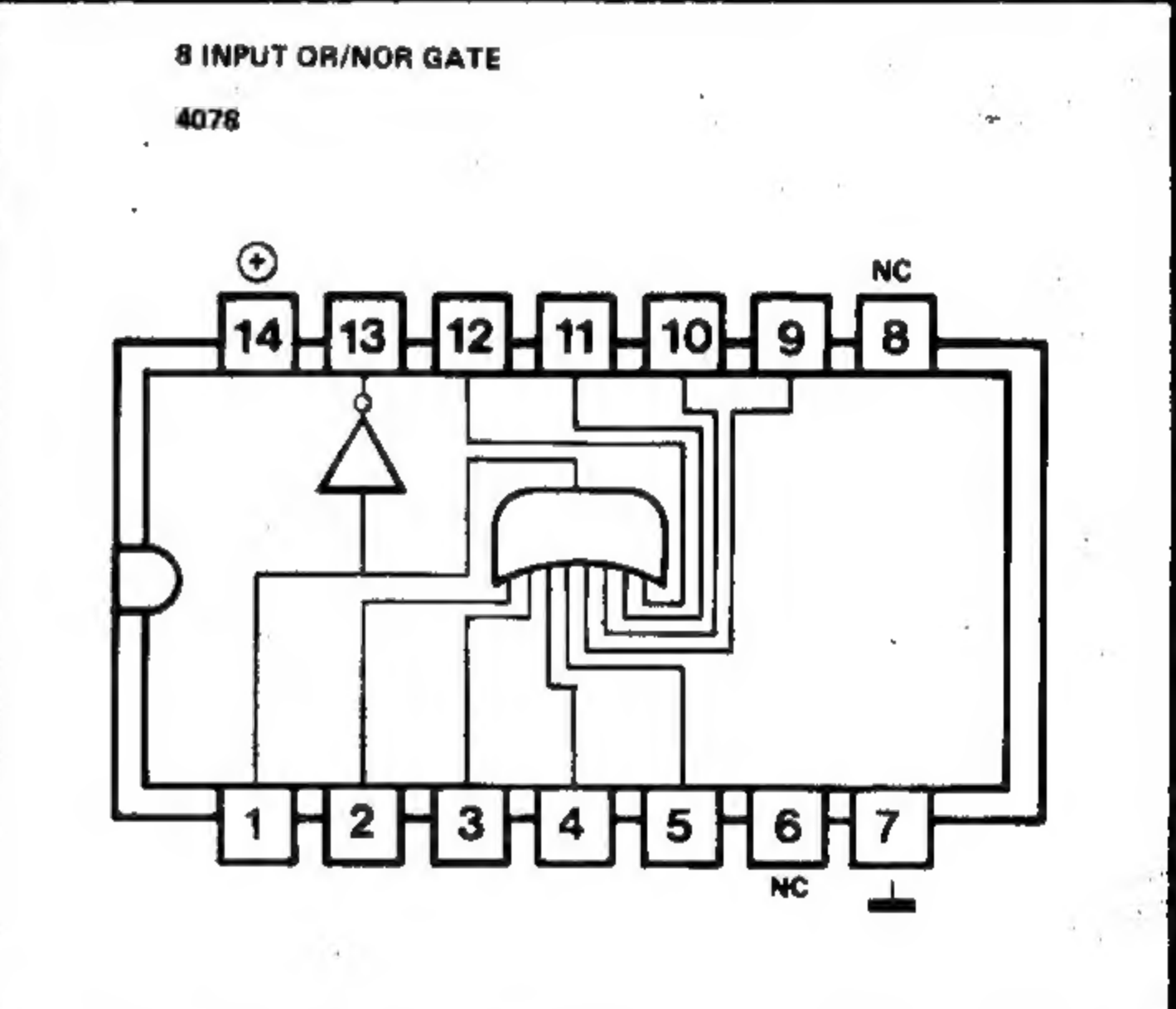
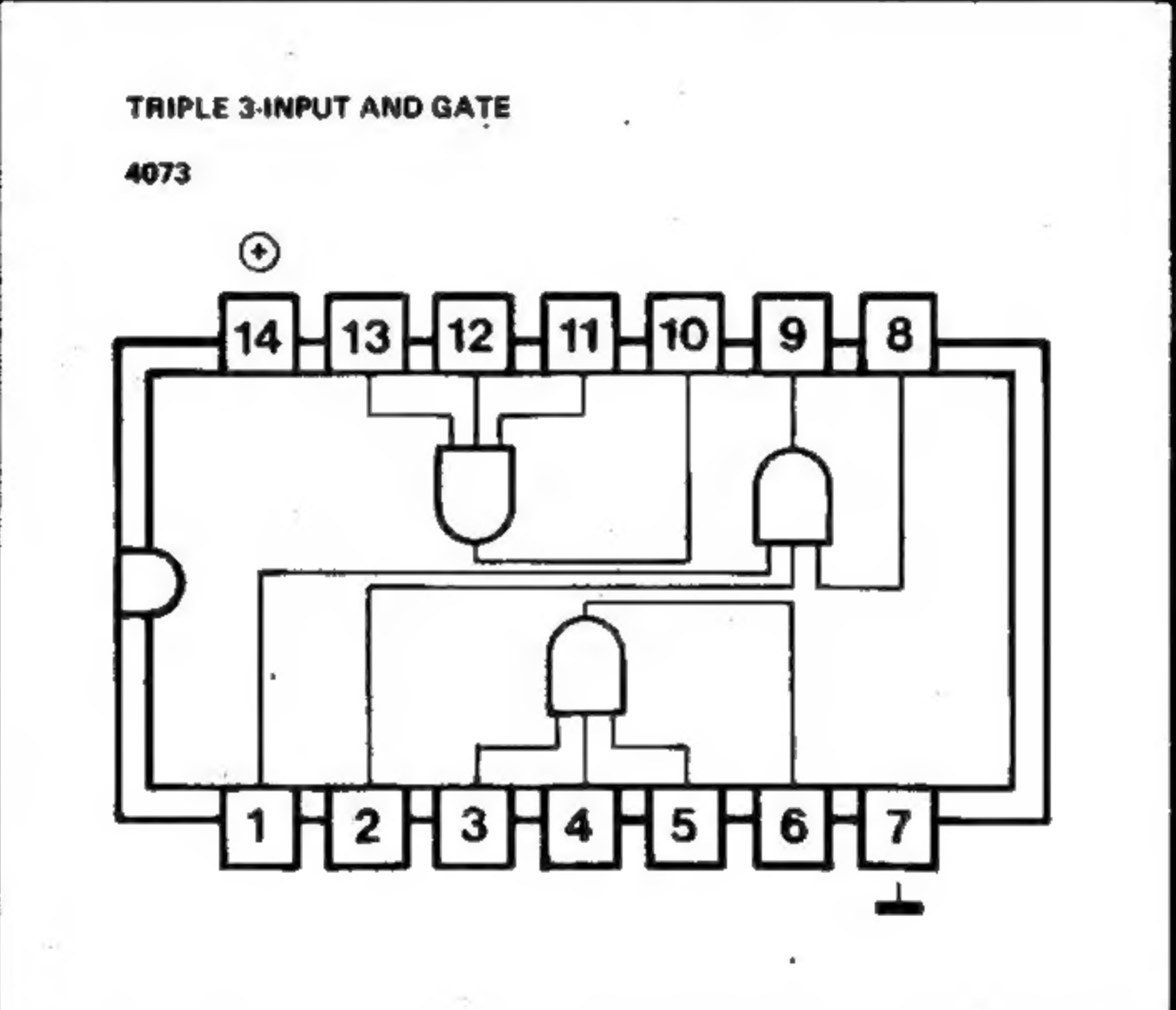
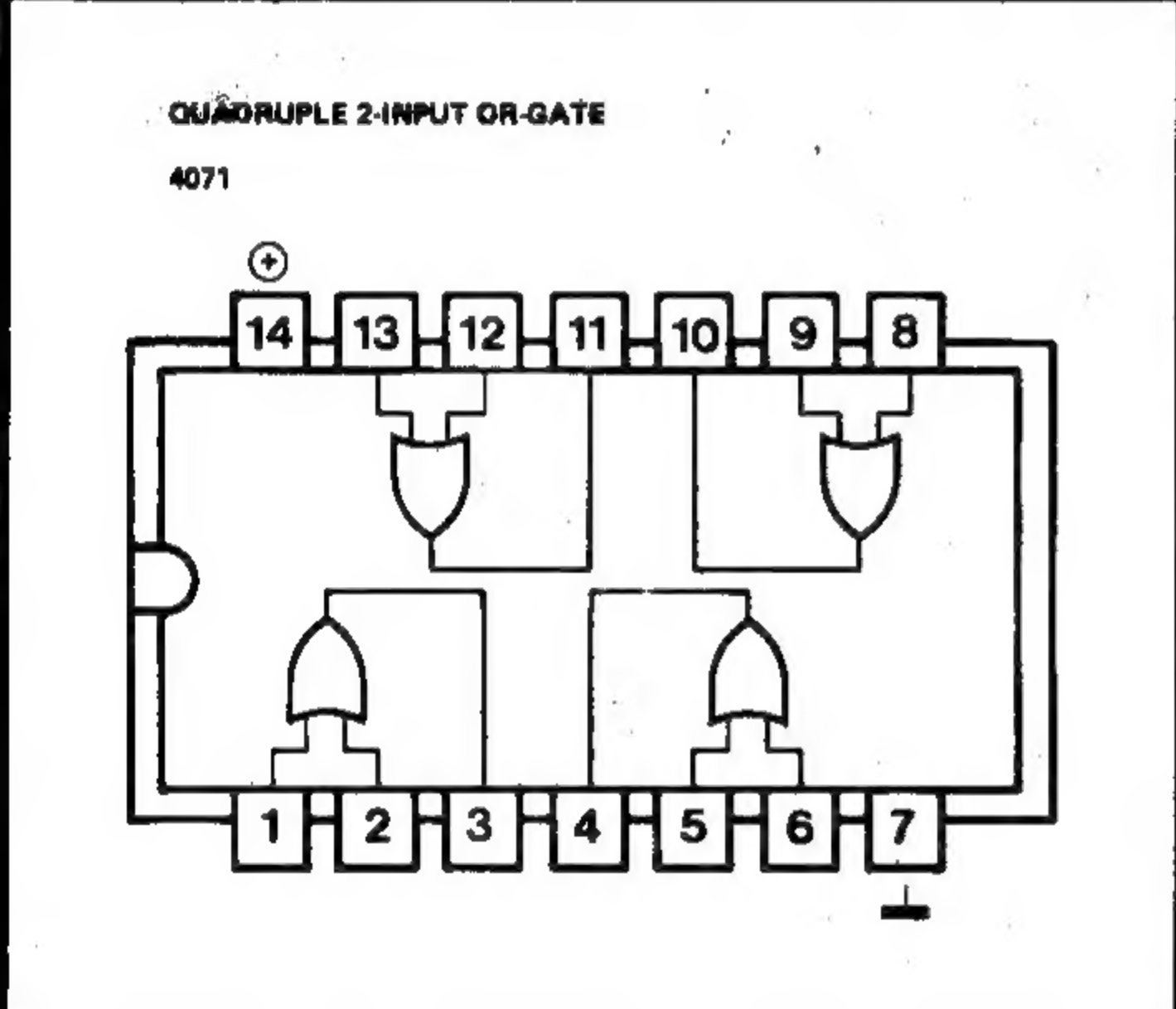
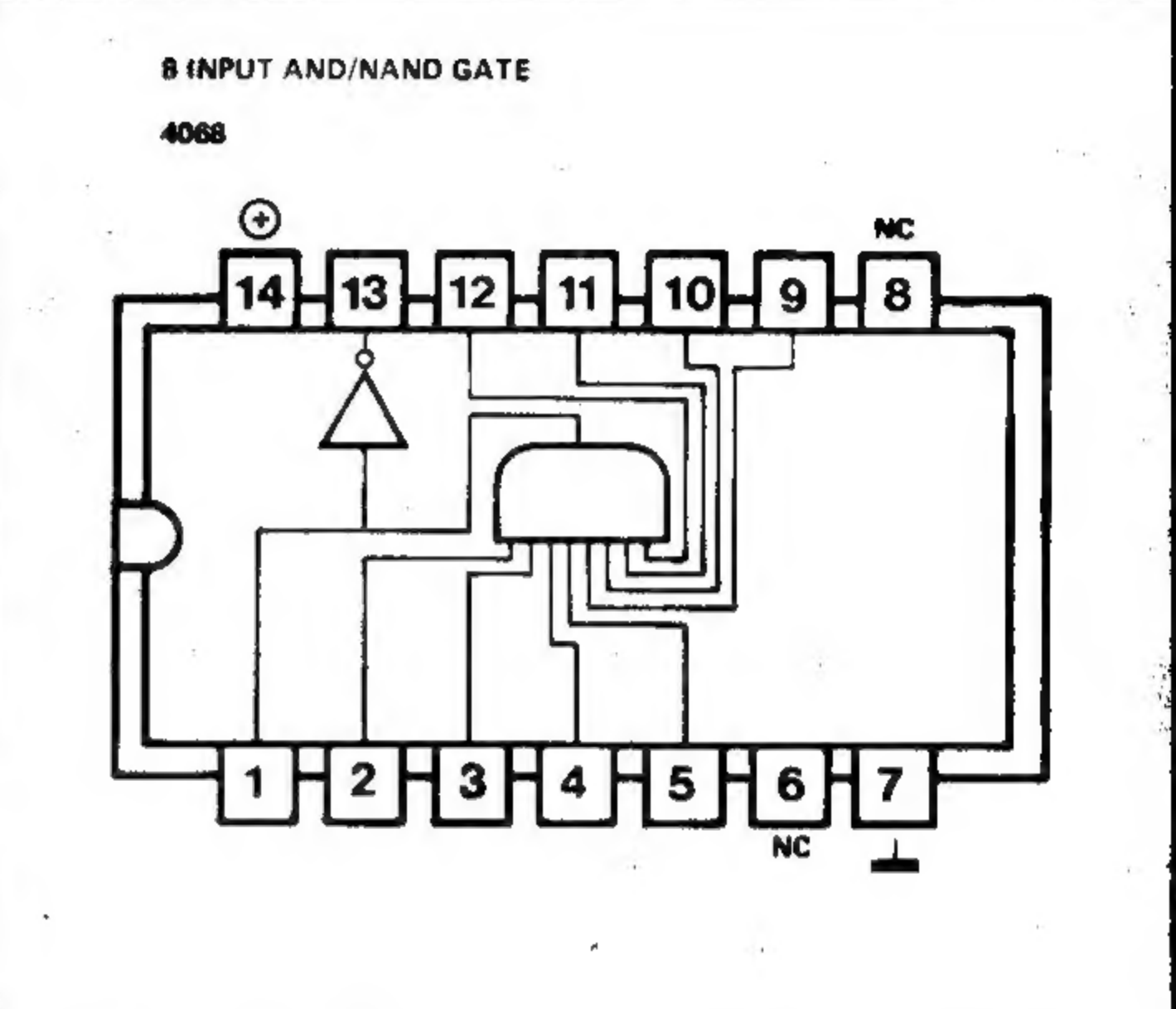
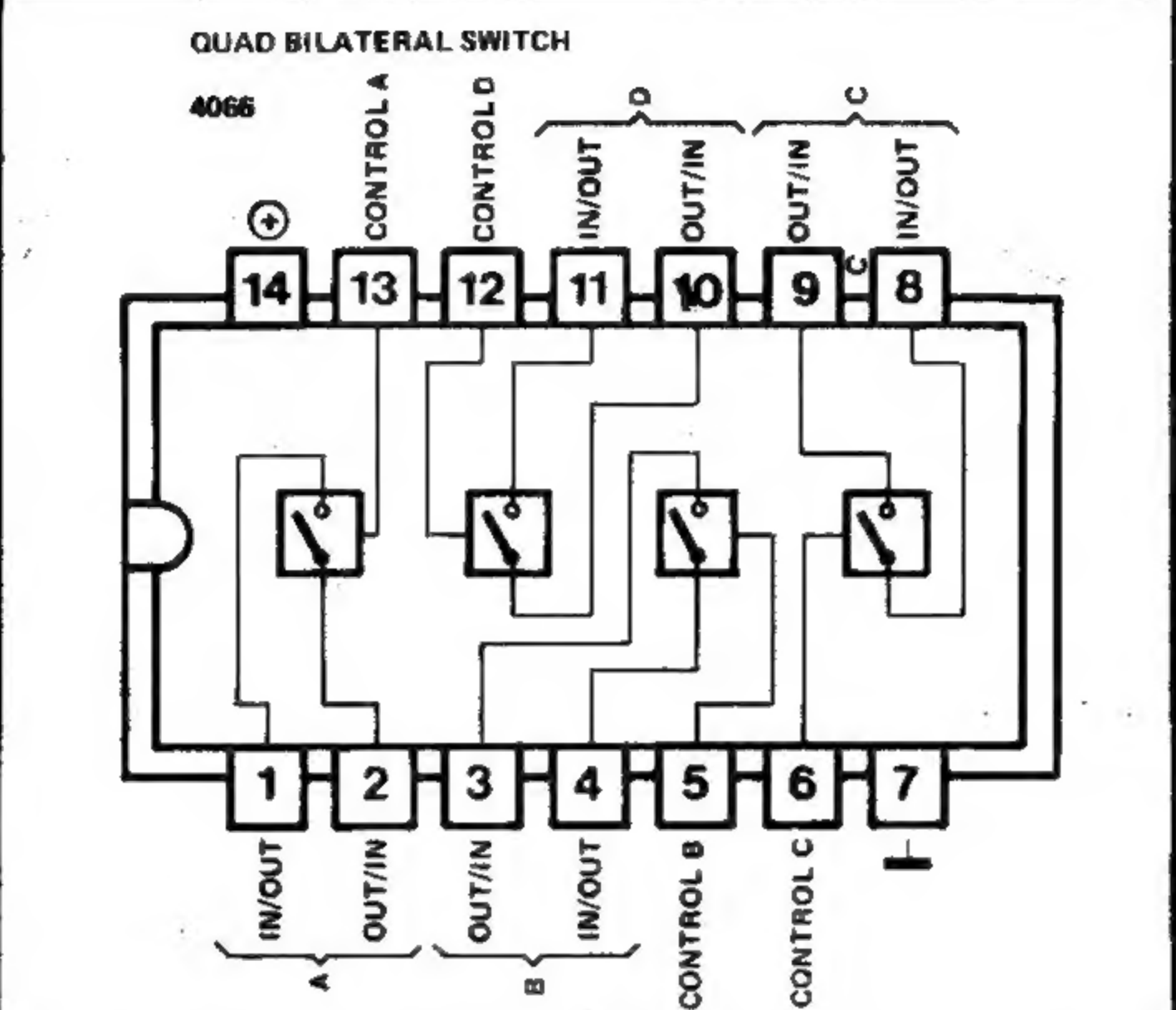
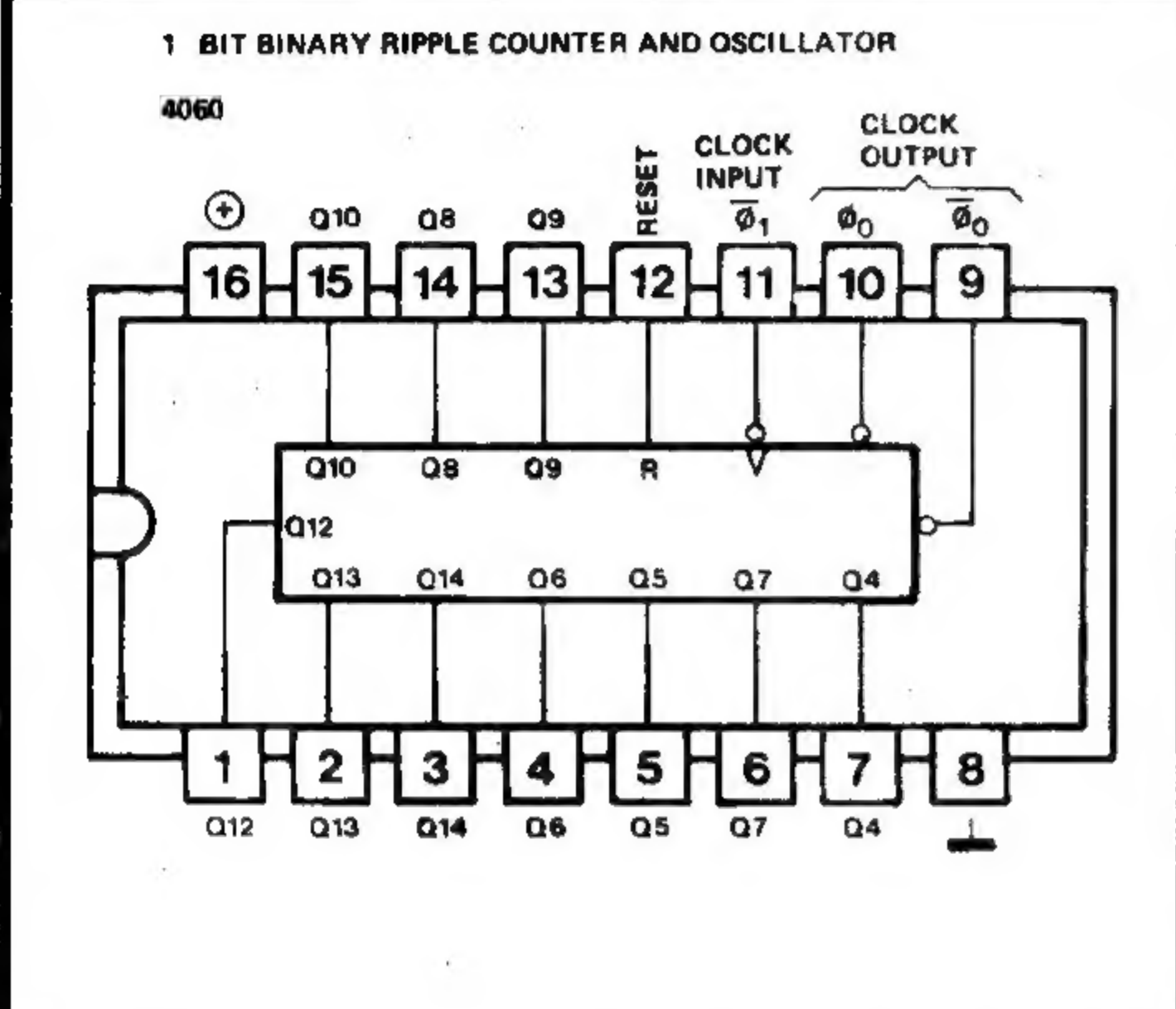
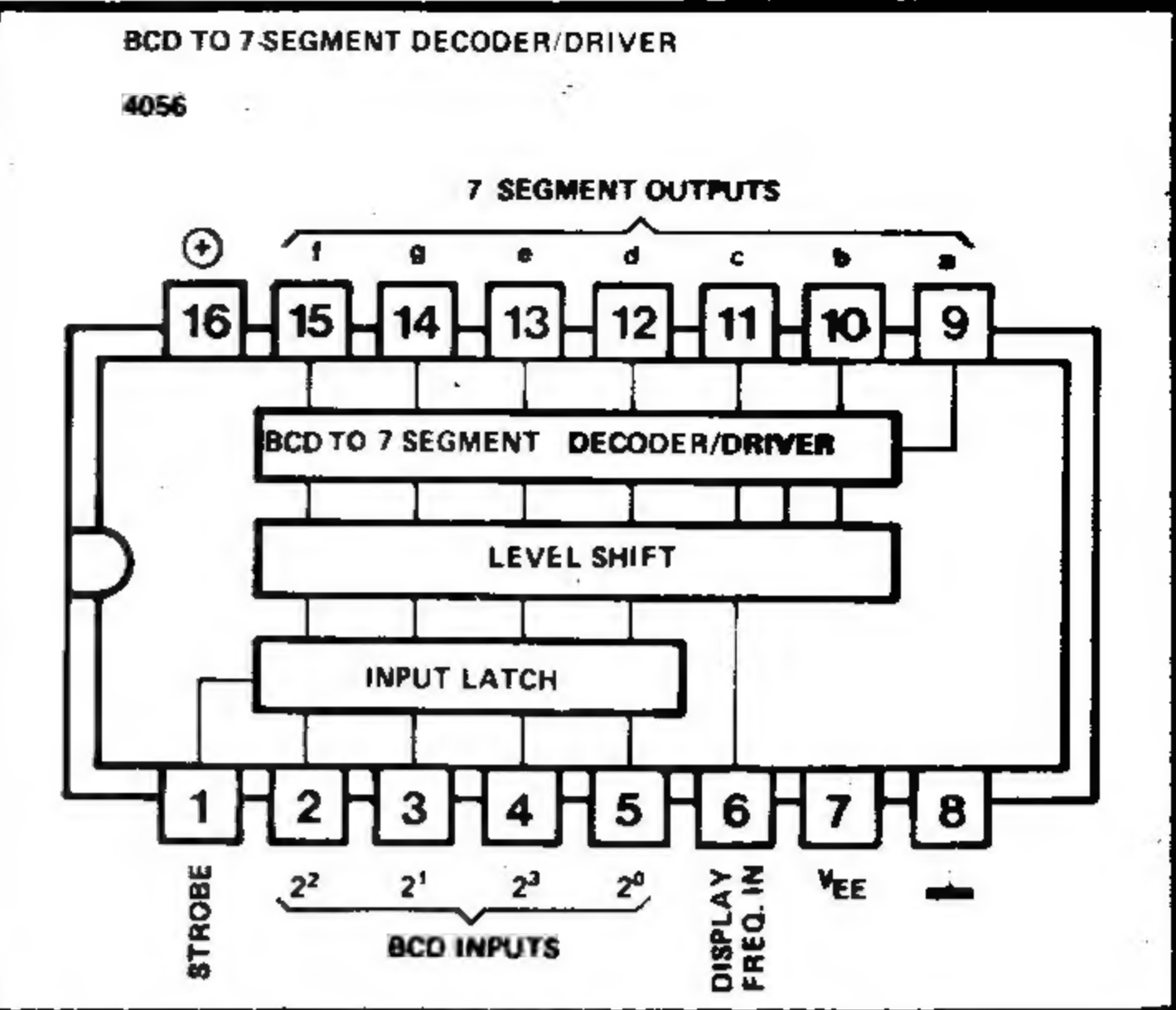
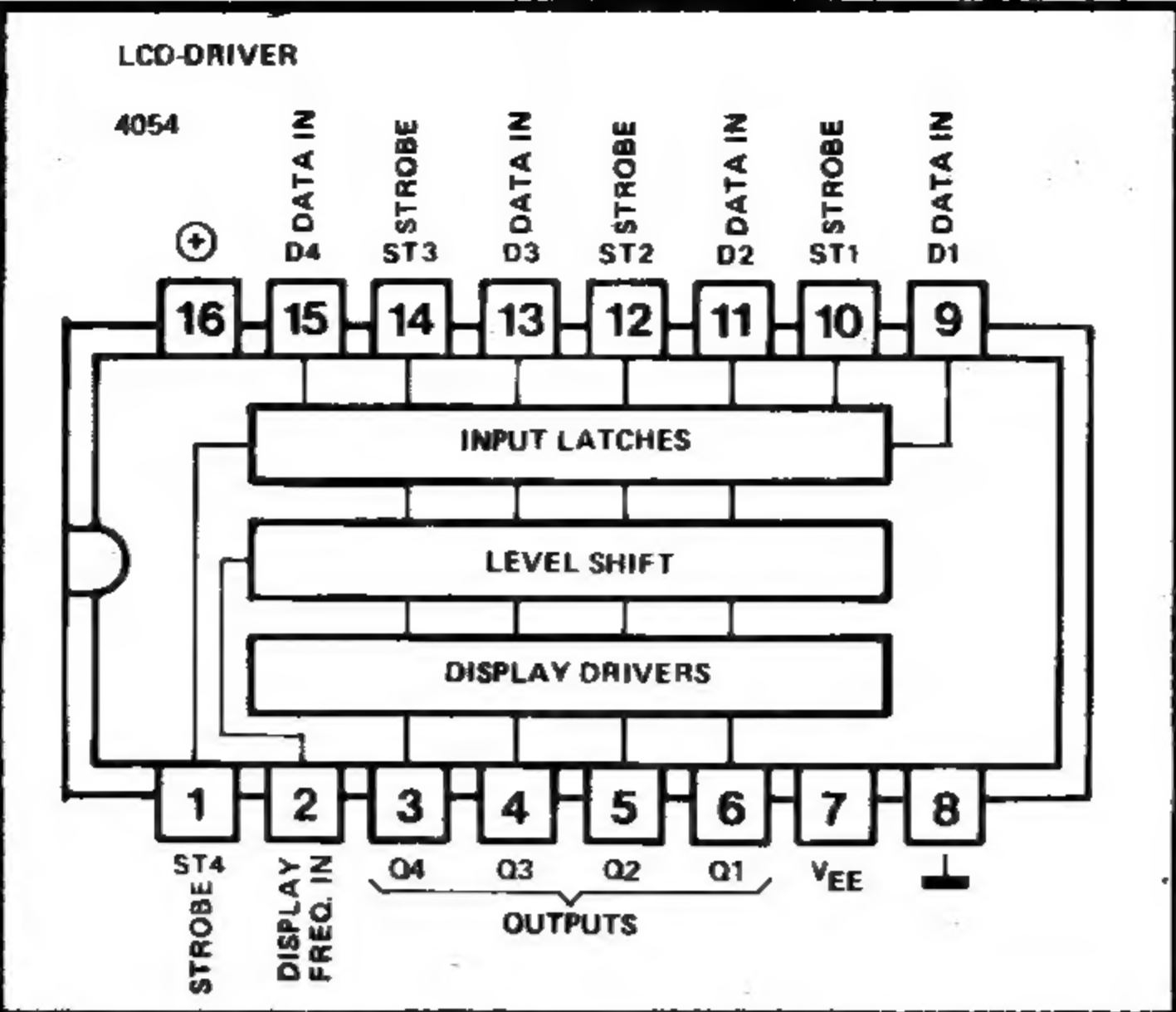
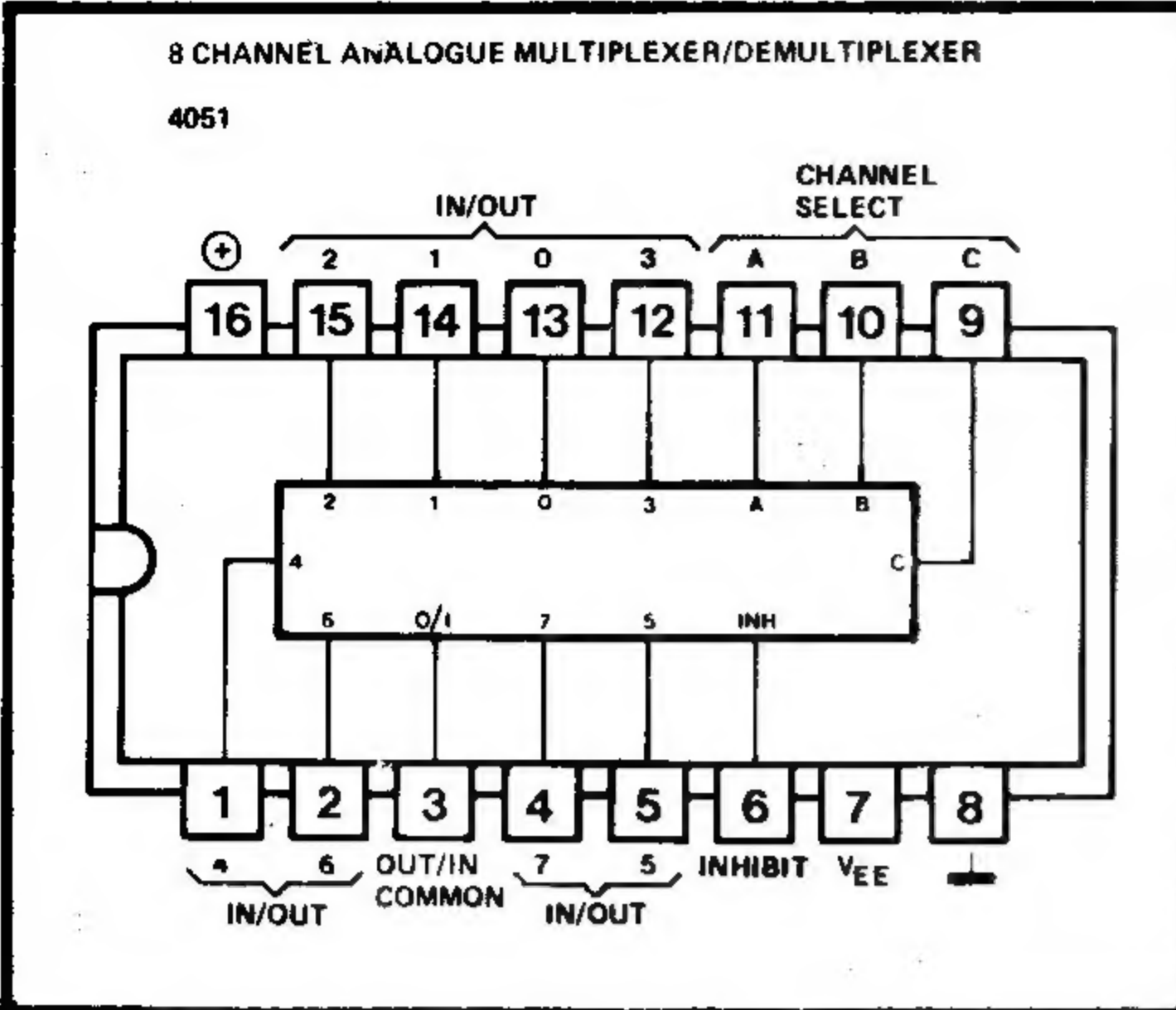
TRIPLE 3-INPUT NAND-GATE
4023



7-STAGE BINARY RIPPLE COUNTER
4024







Tipo	PNP = P NPN = N	UCEO (Volt)	IC(max) (mA)	Pmax (mW) Sin refrigerador 0 = ≤ 300	hFE(min)	Cápsula nr. comentarios	
		0 = ≤ 20 00 = 25-40 000 = 45-60 0000 = 65-80 00000 = ≥ 85	0 = ≤ 50 00 = 55-100 000 = 105-400 0000 = 405-2 A 00000 = ≥ 2 A	00 = 305-1000 Con refrigerador 00* = 1-10 W 00** = 10-35 W 00*** = ≥ 40 W			
TUN	N	0	00	0	000		
TUP	P	0	00	0	000		
AC126	P	0	00	00	0000	2	
AF239	P	0	0	0	0	1	base a masa f $f_T = 700\text{ MHz}$
BC107	N	000	00	0	000	2	
BC108	N	0	00	0	000	2	
BC109	N	0	00	0	0000	2	bajo ruido
BC140	N	00	0000	00*	00	2	
BC141	N	000	0000	00*	00	2	
BC160	P	00	0000	00*	00	2	
BC161	P	000	0000	00*	00	2	
BC182	N	000	000	0	0000	2	
BC212	P	000	000	0	000	2	
BC546	N	0000	00	00	0000	2	
BC556	P	0000	00	00	000	2	
BD106	N	00	00000	00**	00	7	
BD130	N	000	00000	00***	0	7	
BD132	P	000	00000	00**	00	9	
BD137	N	000	0000	00*	00	9	
BD138	P	000	0000	00*	00	9	
BD139	N	0000	0000	00*	00	9	
BD140	P	0000	0000	00*	00	9	
BDY20	N	000	00000	00***	0	7	
BF180	N	0	0	0	0	1	base a masa: $f_T = 675\text{ MHz}$
BF185	N	0	0	0	00	12	base a masa: $f_T = 220\text{ MHz}$
BF194	N	0	0	0	000	10	emisor a masa: $f_T = 260\text{ MHz}$
BF195	N	0	0	0	000	10	emisor a masa: $f_T = 200\text{ MHz}$
BF199	N	00	0	00	000	11	emisor a masa: $f_T = 550\text{ MHz}$
BF200	N	0	0	0	00	1	base a masa: $f_T = 240\text{ MHz}$
BF254	N	00	0	0	000	11	emisor a masa: $f_T = 260\text{ MHz}$
BF257	P	00000	00	00	00	2	emisor a masa: $f_T = 90\text{ MHz}$
BF494	N	0	0	0	000	11	emisor a masa: $f_T = 260\text{ MHz}$
BFX34	N	000	00000	00	00	2	$f_T = 70\text{ MHz}$
BFX89	N	0	0	0	00	1	emisor a masa: $f_T = 1000\text{ MHz}$
BFY90	N	0	0	0	00	1	emisor a masa: $f_T = 1000\text{ MHz}$
BSX19	N	0	0000	0	000	2	
BSX20	N	0	0000	0	000	2	
BSX61	N	000	0000	00	000	2	
HEP51	P	00	0000	00	000	1	$f_T = 150\text{ MHz}$
HEP53	N	00	0000	00	000	1	$f_T = 200\text{ MHz}$
HEP56	N	0	00	00	000	5	$f_T = 750\text{ MHz}$
MJE171	P	000	00000	00**	00	9	
MJE180	N	00	00000	00**	00	9	
MJE181	N	000	00000	00**	00	9	
MJE340	N	00000	0000	00**	00	9	
MPS A05	N	000	0000	00	00	13	
MPS A06	N	0000	0000	00	00	13	
MPS A09	N	0000	0	00	000	13	
MPS A10	N	00	00	00	00	13	
MPS A13	N	00	000	00	0000	13	
MPS A16	N	00	00	00	0000	13	
MPS A17	N	00	00	00	0000	13	
MPS A18	N	000	000	00	0000	13	
MPS A55	P	000	0000	0	00	13	
MPS A56	P	0000	0000	0	00	13	
MPS U01	N	00	00000	00*	00	14	
MPS U05	N	000	00000	00*	00	14	
MPS U56	P	0000	00000	00*	00	14	
MPS2926	N	0	00	00	00	13	$f_T = 300\text{ MHz}$
MPS3394	N	00	00	00	000	13	$f_T = 100\text{ MHz}$
MPS3702	P	00	000	00	000	13	$f_T = 480\text{ MHz}$
MPS3706	N	0	0000	00	00	13	
MPS6514	N	00	00	0	0000	13	
TIP29	N	00	0000	00**	0	3	
TIP30	P	00	0000	00**	0	3	
TIP31	N	00	00000	00***	0	3	
TIP32	P	00	00000	00***	0	3	
TIP140	N	000	00000	00***	0000	7	Darlington
TIP142	N	00000	00000	00***	0000	7	Darlington
TIP2955	P	000	00000	00***	0	3	
TIP3055	N	000	00000	00***	0	3	
TIP5530	P	000	00000	00***	0	3	
2N696	N	000	0000	00	0	2	
2N706	N	0	0	0	0	2	
2N914	N	0	0000	00	00	2	
2N1613	N	000	0000	00	00	2	
2N1711	N	000	0000	00	000	2	
2N1983	N	00	0000	00	00	2	
2N1984	N	00	0000	00	00	2	
2N2219	N	00	0000	00	00	2	
2N2222	N	00	0000	00	00	2	
2N2925	N	00	00	0	0000	13	
2N2955	P	00	00	0	0	2	* MJE2955, TIP2955!
2N3054	N	000	00000	00***	00	7	
2N3055	N	000	00000	00***	0	7	
2N3553	N	00	0000	00*	0	2	$f_T = 500\text{ MHz}$
2N3568	N	000	0000	0	000	13	
2N3638	P	00	0000	0	000	13	
2N3702	P	00	000	00	000	13	
2N3866	N	00	000	00*	0	2	$f_T = 700\text{ MHz}$
2N3904	N	00	000	0	00	13	
2N3905	P	00	000	00	000	13	
2N3906	P	00	000	00	000	13	
2N3907	N	000	0	0	000	13	
2N4123	N	00	000	0	00	13	
2N4124	N	00	000	0	000	13	
2N4126	P	00	000	0	000	13	
2N4401	N	00	0000	00	0	13	
2N4410	N	0000	000	00	000	13	
2N4427	N	0	000	00*	0	2	$f_T = 700\text{ MHz}$
2N5183	N	0	0000	00	000	2	

